

ROK III MAJ – CZERWIEC 1948 R. NR 5/6

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 100 zł

TREŚĆ NUMERU:

R A D I O

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok III **Maj — Czerwiec 1948** **Nr 5/6**

Z kraju i zagranicy

Polskie Radio wzmożoną pracą wita Kongres Zjednoczeniowy

Radiowcy na apel górników „Zabrze-Wschód" odpowiedzieli wzmożoną pracą, pragnąc w ten sposób uczcić Kongres Zjednoczenia Partii Robotniczych. Pracownicy wszystkich placówek radiowych samorzutnie wystąpili z zobowiązaniami przedterminowego wykonania planu, przyjmując ponadto prace nadprogramowe. Trudno wyliczyć wszystkie pozycje prac przedkongresowych Polskiego Radia. Ograniczymy się tutaj jedynie do podania najważniejszych — z dziedziny techniki.

Radiotechnicy P. R. prowadzą obecnie roboty przy budowie 200 KW radiostacji długofalowej w Raszynie oraz 50 KW radiostacji średniofalowej w Szczecinie. W warsztatach Radiostacji raszyńskiej wykonywany jest montaż ław na kable i rury oraz inne części pomocnicze, które umożliwią szybszą instalację nadajnika. Jednocześnie z terenu Raszyna wywożony jest złom i resztki przedwojennej 120 KW stacji nadawczej, która została kompletnie zniszczona przez Niemców.

W radiostacji w Szczecinie, która zostanie zainstalowana na terenie Warszewa, odległego o kilka kilometrów od centrum miasta, zakończone zostały prace przygotowawcze oraz remont budynku. Inżynierowie i technicy Działu Urządzeń Nadawczych P. R. przygotowują dla obu radiostacji plany połączeń kablowych oraz projekty indukcyjności obwodów wysokiej częstotliwości i osprzętu izolatorów dla Szczecina. Przerabiane są także generatory wzbudzające dla nowych stacji.

Dzięki pracownikom Transportu P. R. oraz Centralnych Warsztatów, tabor wozów transmisyjnych wzbogaci się o nową jednostkę. Po odpowiednich przeróbkach nadwozia wóz typu „G. M. C." otrzyma aparaturę nagrywającą i na dzień otwarcia Kongresu Zjednoczenia gotowy będzie do wyruszenia w teren celem dokonania reportaży dźwiękowych.

Radiofonia przewodowa odczuwa brak dokładnie opracowanego dzieła obejmującego całokształt zagadnień dotyczących tej gałęzi radiotechniki. Wydział Planowania i Opracowania Technicznego postanowił wszcząć przygotowania, które będą wstępem do opracowania tego zagadnienia. Rozpoczęte już zostały obliczenia i wykresy wartości elektrycznych linii fiderowych i abonenckich dla wszelkiego rodzaju przewodów.

Na terenie województwa warszawskiego czynne są Centralne Warsztaty P. R., w których prowadzone są wszelkie przeróbki i wykonywane części nadajników, amplifikatorni oraz urządzeń radiofonii przewodowej. Warsztaty te mimo ciągłej rozbudowy nie mogą nadążyć wykonaniu zamówień ze względu na brak odpowiednich pomieszczeń i maszyn. Wydział Budowlany P. R. opracowuje zakrojony na szeroką skalę projekt wielkich warsztatów, które zdolne będą do produkcji nadajników.

Kongres Zjednoczenia Radiofonia Przewodowa wita wypełnieniem rocznego planu radiofonizacji kraju, wykonanego przez niektóre Dyrekcje Okręgowe z nadwyżką. W ciągu bieżącego roku Polskie Radio zainstalowało przeszło 100.000 głośników mieszkaniowych, w tym połowę na wsi. Ekipy radiotechniczne wybudowały i dokonały renowacji około 4.250 km. linii radiofonicznych. Pierwszą dyrekcją, która zameldowała o wykonaniu rocznego planu był Wrocław. Już dnia 16-go listopada nadszedł meldunek o przekroczeniu 8.000 głośników zainstalowanych w ciągu roku oraz 330 km. sieci. Następnego dnia nadeszła wiadomość o wykonaniu planu przez Dyrekcję Okręgową P. R. w Bydgoszczy. Do dnia otwarcia Kongresu wszystkie Dyrekcje Okręgowe zameldowały ukończenie robót przewidzianych na rok 1948 i rozpoczęcie wykonywania nadwyżki.

Tempo pracy w Polskim Radio i dokładność jej wykonania nie będzie ograniczona jedynie do czasu trwania Kongresu. Radiowcy dołożą wszelkich starań, aby na swoim tak ważnym odcinku odbudowy życia kulturalnego Odrodzonej Polski, dotrzymać kroku przedsiębiorstwom i zakładom przodującym w pracy na terenie kraju.

T. P.

Z. S. R. R.

Dzień 7-go maja, w którym w 1895 r. rosyjski uczony Popow zademonstrował przed Stowarzyszeniem Fizyko - Chemicznym w Petersburgu swój nowy wynalazek, pierwszy w świecie odbiornik radiowy, uznany jest od kilku lat w Związku Radzieckim za oficjalne święto radiotechniki, „Dzień Radia". W tym dniu corocznie odbywa się wszechzwiązkowy zjazd naukowy radzieckich uczonych i techników, pracujących w dziedzinie radia, urządzany przez Wszechzwiązkowe Naukowo - Techniczne Stowarzyszenie Radiotechniki i Telekomunikacji im. Popowa, Ministerstwo Łączności, Ministerstwo Przemysłu Łączności i Komitet Radiofonizacji przy Radzie Ministrów. W tym roku na zjazd ten przybyło 1200 delegatów wyższych szkół, instytutów badawczych, ministerstw itd. Komisja Organizacyjna otrzymała przeszło 150 referatów, z których wybrała 66 dla odczytania w 11-u sekcjach. Podziału na sekcje dokonano według zagadnień: telewizja, radiofonia, elektro-akustyka i wpisywanie dźwięku, łączność telegraficzna, łączność na liniach długich, technika decymetrowa i impulsowa, anteny, rozchodzenie się fal, urządzenia odbiorcze, nadawcze i liniowo - kablowe.

Zjazd trwał cztery dni. Na pierwszym zebraniu plenarnym referat z dziedziny telewizji wygłosił znany specjalista radziecki prof. Katajew. Końcowe zebranie plenarne wysłuchało referatu o nowym urządzeniu dla artystycznego odtwarzania dźwięku. Znaczna część referatów wygłoszonych na sekcjach dała nowe, oryginalne oświetlenie poruszonych problemów lub teoretyczne uzasadnienie znanych już zjawisk. Szczególnie wiele zainteresowania wywołały obrady w sekcjach radiofonii, urządzeń nadawczych, anten i urządzeń odbiorczych. Sekcja radiofonii w znacznej mierze zajęła się zagadnieniem radiofonizacji wielkich miast. Trzy i czteroogniwowy układ radiosieci przewodowej wysunął szereg problemów, dotyczących podstacji wzmacniakowych i ich dalszego kierowania, które omówiło kilku prelegentów. Szczególnie ważne wobec wciąż zmiennego obciążenia zagadnienie stałości poziomu wyjściowego rozwiązano przy pomocy głębokiego sprzężenia zwrotnego na szerokim zakresie częstoliwości dźwiękowych. Skrytykowano produkowany dotąd blok wzmacniakowy 5 kW i zapowiedziano zmianę modelu.

Jeden z referentów opisał nowy seryjny model odbiornika ELS-2. Jest to pełno zakresowy, 7-mio lampowy super, z dwoma rozciągniętymi zakresami na falach krótkich, o dość wysokiej czułości (15 μV na falach długich i 50 — 75 μV na falach krótkich). Czułość taką zawdzięcza on aperiodycznemu wzmocnieniu wysokiej częstotliwości. Przeszkody zmniejszono, stosując na falach długich i średnich antenę kierunkową, złożoną z dwóch ramek ekranowanych. Zniekształcenia są małe dzięki głębokiemu ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu.

W sekcji urządzeń odbiorczych przedstawiono kilka metod obliczeniowych, oryginalnych i uproszczonych, dotyczących wzmacniaczy typu RC, wzmacniaczy pośredniej częstotliwości, ekranowania elektromagnetycznego i układów nieczułych na przeszkody. W sekcji elektroakustyki omówiono i pokazano szereg metod i układów pomiarowych, opracowanych w radzieckich instytutach badawczych.

Wszystkie sekcje kończyły obrady przyjęciem wniosków i decyzji, wytyczających kierunki badań i prac dla instytutów i przemysłu. Tak np. sekcja anten postanowiła: kontynuować i rozpocząć szereg nowych prac nad zwiększeniem sprawności urządzeń antenowych stacyj radiofonicznych, nad skonstruowaniem nowych typów kierunkowych krótkofalowych anten dużej sprawności; prowadzić dalsze teoretyczne i doświadczalne prace nad wąsko - kierunkowymi antenami zakresu ultrawysokich częstotliwości i nad sprawnymi niekierunkowymi antenami z zastosowaniem magnetodielektryków.

Znaczenie dorocznych zjazdów dla ożywienia twórczej pracy i wymiany myśli jest ogromne.

Na zjeździe oznajmiono o przyznaniu przez Akademię Nauk ZSRR złotego medalu im. Popowa. Odznaczenie to, niedawno wprowadzone, przyznaje się raz na rok za najlepszą pracę z dziedziny radiotechniki w ZSRR lub zagranicą. Otrzymał je po raz pierwszy obecnie jeden z najstarszych radzieckich radiotechników, uczony, konstruktor i pedagog, W. Wołogdin, wynalazca i specjalista w dziedzinie maszyn wysokiej częstotliwości i prostowników rtęciowych, pionier w zastosowaniu prądów wysokiej częstotliwości do topienia i powierzchniowego hartowania metali.

J. B.

Jeszcze o telewizji czechosłowackiej

W okresie okupacji wszelkie badania w dziedzinie telewizji były w Czechosłowacji wstrzymane, ale pierwsze kroki poczyniono jeszcze przed wybuchem ostatniej wojny. Fachowcy nie zaniedbywali jednak prac w tej gałęzi radiotechniki, a obmyślali i studiowali wszelkie zagadnienia rozwoju telewizji czechosłowackiej.

W roku bieżącym doprowadzono do urzeczywistnienia poczynione zamiary i obecnie jesteśmy świadkami wyników tej pracy. Podczas gdy w innych państwach jest już wprowadzone nadawanie normalnego programu telewizyjnego, w Czechosłowacji telewizja wydostaje się dopiero ze stadium eksperymentów, przystępując do pierwszych wystąpień publicznych, np.: Międzynarodowa Wystawa Radiowa (MEVRO) w Pradze, a także XI Zlot Sokołów dały fachowcom czechosłowackim doskonałą okazję do wypróbowania urządzeń telewizyjnych i przedstawienia szerokiemu ogółowi, że droga, po której czeska telewizja kroczy, jest słuszna.

W Czechosłowacji są dwa rodzaje aparatur telewizyjnych. Technicy wojskowi, współpracując z Radiem skonstruowali precyzyjną, doskonałą aparaturę, która swą sprawnością działania wzbudziła zachwyt nawet wśród zagranicznych fachowców. Telewizja czeska oparta jest na jednym z najnowocześniejszych systemów, tak, że prawdopodbnie nie będzie potrzeby przez dłuższy okres czasu systemu tego zmieniać. Liczba obrazków wynosi 25 na sekundę; są one zestawione z 625 linii. Inną aparaturę skonstruowała wytwórnia państwowa „Tesla"; aparatura ta jest również jedną z najnowocześniejszych w Europie i była wypróbowana w kilku miastach czeskich, przy czym działanie jej było najzupełniej zadowalające. W przyszłości wytwórnia „Tesla", opierając się na własnych doświadczeniach w tej dziedzinie, rozpocznie fabrykację urządzeń telewizyjnych. Już teraz zostały wybudowane specjalne oddziały telewizyjne, wyposażone w nowoczesne laboratoria i warsztaty, a na doświadczalnej aparaturze telewizyjnej szkoli się niezbędny personel techniczny, zyskując doświadczenia w tej nowej dziedzinie. Studiuje się nowe układy połączeń, konstruuje nowe lampy dla specjalnych celów telewizyjnych, a również prowadzi się ogólne badania nad telewizyjną techniką wysokiej częstotliwości.

Należy więc oczekiwać, że w krótkim czasie telewizja czeska wyjdzie ze stadium prób na tyle, że będzie umożliwione częstsze nadawanie programu telewizyjnego, co pociągnie za sobą wzrost produkcji części urządzeń, odbiorników, a także da nowe możliwości amatorom-konstruktorom, którzy przygotowują się już do działalności na tym polu radiotechniki.

Z radością należy stwierdzić, że czescy technicy i fachowcy telewizyjni mieli na próby i prace przygotowawcze niecałe 3 lata, a w czasie tym udało się im skonstruować urządzenia mogące współzawodniczyć w wynikach z aparatami zagranicznymi.

Jest to bezspornie triumf techników i konstruktorów, wierzymy więc, że dalszy postęp pójdzie niepowstrzymanie naprzód i że nie jest już odległy moment, w którym regularne nadawanie programów telewizyjnych w Czechosłowacji stanie się faktem. **Otakar Halas.**

Nadajnik F. M. w W. Brytanii

Ze względu na brak fal i zły odbiór w zakresie średniofalowym rozpoczęto konstrukcję nadajnika dużej mocy z modulacją częstotliwości o fali długości rzędu 3 metrów. Zdecydowano się na ten krok po długim namyśle i intensywnych badaniach w laboratorium i w terenie.

Fale poniżej 13 metrów rozchodzą się tylko w t. zw. zasięgu optycznym t. j. takim, gdzie antena odbiorcza „widzi" antenę nadawczą. Wzór na zasięg optyczny jest następujący:

$$X = 3{,}5\ (\sqrt{h_m} + \sqrt{h_0})\ \ldots\ \mathrm{km}$$

gdzie h_m i h_0 to wysokości anten nadawczej i odbiorczej. Łatwo obliczymy, że przy 200-metrowej wieży nadawczej i 15-metrowym zawieszeniu anteny odbiorczej zasięg wyniesie 63 km. Ponieważ słychać jeszcze nieco poza zasięgiem optycznym przyjmiemy jako zasięg stacji 80 km. Nie jest to wcale tak mało, jak by się zdawało, w porównaniu z falami średnimi 200—600 m. Po pierwsze, że fale średnie nie dają wcale większego zasięgu dziennego, przyziemnego, zwłaszcza te w pobliżu 200—300 m.

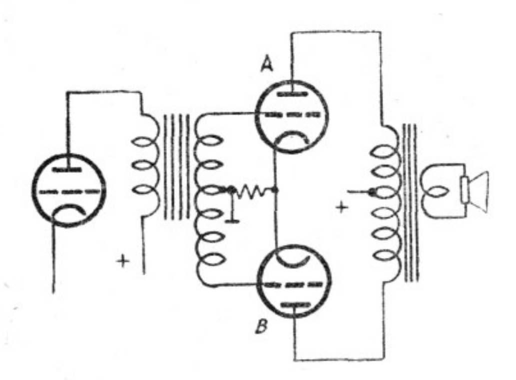
Nocny daleki zasięg fali odbiorczej daje dobre rezultaty tylko dla kilku stacji dużej mocy i to w zakresie 350—550 m. Najłatwiej o tym się przekonać próbując odebrać czysto i bez przeszkód jakąkolwiek stację w zakresie 200—350 m. Jeśli jeszcze przypomnimy jak szczupła jest liczba fal, widać, że przejście na fale metrowe jest tylko kwestią czasu.

Na tych falach znikają przeszkody atmosferyczne a stosowanie modulacji częstotliwości wybitnie redukuje przeszkody pochodzące z zapłonów samochodowych.

Poważnym szkopułem jest sprawa odbiorników. Potrzebne są bądź nowe, przystosowane aparaty, o wysokiej jakości odbioru, bądź przystawki do istniejących aparatów. Ani jedno ani drugie nie będzie jednak poważną przeszkodą, zwłaszcza, że chodzi tu o odbiór stacji lokalnej i to jednej jedynej. Eksperyment ten śledzić będziemy z baczną uwagą.

Układy wejściowe wzmacniaczy push-pull

Łączenie „przeciwsobne" lamp ostatniego stopnia wzmacniaczy stosuje się wszędzie tam, gdzie moc akustyczna przekracza cyfrę rzędu 10 watów. Najważniejszym powodem po temu



Rys. 1.

jest transformator wyjściowy. W układzie push-pull anodowy prąd stały rozpływa się w dwie strony i nie nasyca rdzenia, tak, że nie ma potrzeby dawania szczeliny w żelazie i transformator wypada dość mały, dobra charakterystyka częstotliwości jest nietrudna do osiągnięcia, a zniekształcenia są niskie. Równie ważnym argumentem jest to, że tylko push-pull daje możność lepszego wykorzystania lamp przez stosowanie „klasy B" lub bardzo popularnej „klasy AB", gdzie prąd anodowy zmienia się przy większych amplitudach. Trzecią wreszcie, lecz bynajmniej nie najmniejszą zaletą push-pull'a są zredukowane zniekształcenia.

Układ push-pull jest jednak z natury swojej bardziej skomplikowany. Dobry transformator wyjściowy jest niełatwy do wykonania, trzeba dobierać lampy parami i wyrównywać ich prądy, ale najwięcej chyba wątpliwości budzi sprawa wzbudzania siatek napięciami częstotliwości akustycznej. Najstarszym, lecz do dziś stosowanym sposobem, powiedziałoby się, naturalnym, jest użycie transformatora wejściowego. (Rys. 1). Wykonanie tego transformatora z wyrównaną charakterystyką częstotliwości w dużym zakresie, nie jest łatwe, a tak wykonany zajmuje dużo miejsca i powoduje pewne kłopoty konstrukcyjne, zbiera szum sieciowy itd. Obecnie w większości wzmacniaczy stosuje się wzbudzanie lampowe.

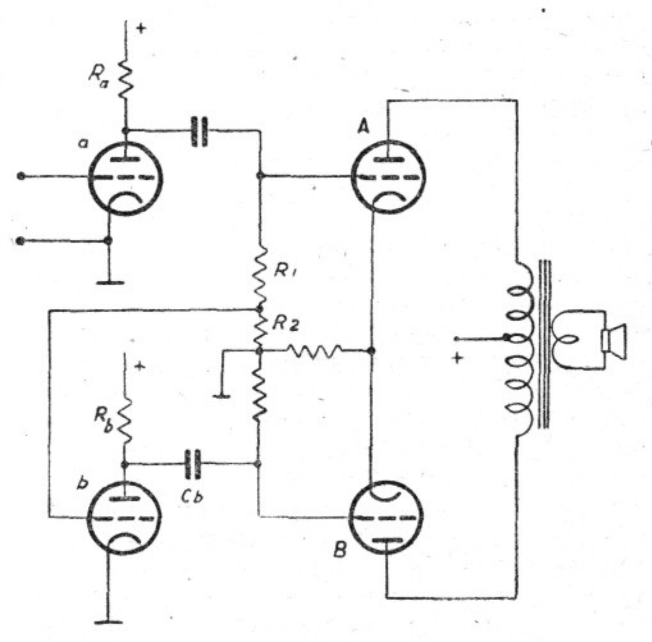
Układów wzmacniaczy oporowych, nadających się do tych celów mamy kilka. Wszystkie one wykorzystują znaną właściwość lampy, tę mianowicie, że napięcie na anodzie jest odwrócone w fazie o 180° w stosunku do napięcia siatkowego. Da się to bardzo prosto wytłumaczyć, jeśli bowiem napięcie na siatce wzrośnie, pociągnie to za sobą wzrost prądu anodowego. Zwiększony prąd anodowy daje spadek napięcia na anodzie. Odwrotnie zaś — spadek napięcia na siatce daje wzrost napięcia na anodzie. Z rys. 1 widać zaś, że lampa B otrzymuje z transformatora napięcie wzbudzające odwrócone w stosunku do lampy A.

Odwracacz fazy

Na rys. 2 widzimy najprostszy układ odwracania fazy. Lampę końcową A napędza lampa **a**, zaś lampę końcową B jej lampa wzbudzająca **b**. Ponieważ napięcie siatki lampy **b** jest wzięte z napięcia anodowego lampy **a**, jest jasne, że napięcie oddawane z lampy **b** jest o 180° przesunięte w stosunku do **a**, co jest pierwszym warunkiem dla lampowego układu wejściowego dla push-pull'a. Drugim warunkiem jest równość napięć anodowych lamp **a** i **b**. W tym celu należy, aby lampa **b** miała wzmocnienie równe jedności. Osiągamy to łatwo przez napędzanie jej z dzielnika napięć pobierając $\frac{1}{G}$ napięcia anodowego lampy **a**, gdzie jako G oznaczamy wzmocnienie zarówno lampy **a**, jak i lampy **b**. Stąd

$$R_2 = \frac{R_1 + R_2}{G}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{G - 1}$$



Rys. 2.

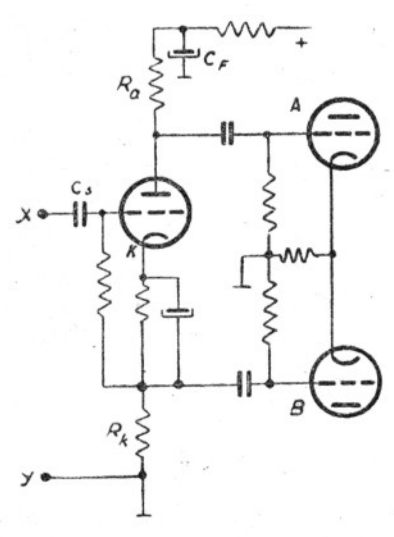
Oczywiście, że lampy **a** i **b**, oraz ich warunki pracy (opory anodowe i katodowe) są identyczne, bardzo często stosują lampy podwójne (6SL7, 6SN7 itp.).

Układ odwracania fazy ma jednak szereg niedobrych stron, tak, że mimo jego prostoty i łatwości obliczenia mało jest stosowany. Dwa są po temu główne powody: po pierwsze, że lampa **b** otrzymuje z dzielnika napięć nie tylko napięcie identyczne z wejściowym lampy **a**, lecz i harmoniczne, jakie ta ostatnia wyprodukuje przy wzmocnieniu. Te harmoniczne są z kolei wzmocnione przez lampę **b**, tak że siatka lampy B nie otrzymuje ściśle takiego samego napięcia co lampa A. Po drugie również i charakterystyka częstotliwości pozostawia dużo do życzenia. Na przykład na niskich tonach kondensator C_b jest powodem przesunięcia fazy i zmniejszenia amplitudy na siatce lampy B w stosunku do lampy A. Na częstotliwościach wysokich ma miejsce podobne zjawisko.

Odwracacz fazy ma jednak i swoje zalety, które docenimy szczególnie, gdy przyjdzie kolej na inne układy. Oto one: duże napięcie wyjściowe, uzyskane przez to, że każda lampa zasila jedną stronę push-pull'a, wykorzystując w pełni swoją zdolność wzmacniania; dalej, że między katodą, a uziemionym włóknem nie ma dużego napięcia, ani stałego, ani zmiennego.

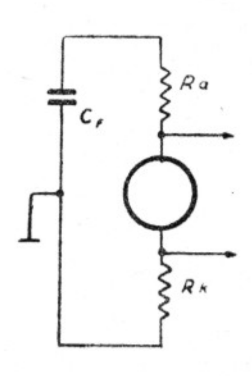
Katodyna.

Rys. 3 podaje układ „rodzielacza fazy", zwanego także katodyną. W anodzie i w katodzie lampy napędowej znajdują się dwa jednakowe



Rys. 3.

opory Ra = Rk. Lampa A otrzymuje napięcie wzbudzające z anody, zaś lampa B z katody lampy wzbudzającej. Napięcia te są oczywiście przesunięte o pożądane 180°, jak to wynika z rys. 4, gdzie obwód anoda - katoda lampy przedstawiony jest schematycznie (E ~ jest wzmocnione napięcie anoda - katoda). Napięcia są jednakowe, jeśli Ra = Rk, przy dodatkowym



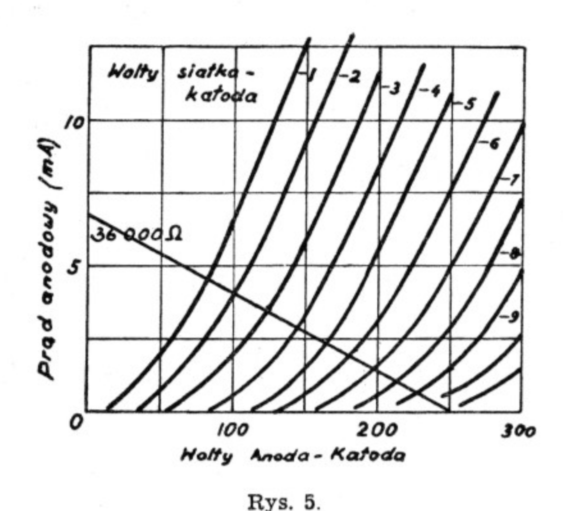
Rys. 4.

warunku, że kondensator odprzęgający C_f jest dostatecznie duży (powinien być co najmniej 8 μF).

Rozpatrzymy teraz zalety i wady katodyny. Jej zasadniczy układ z dużym oporem w katodzie jest w gruncie rzeczy niepożądany; fabryki lamp stawiają ograniczenia pod tym względem, ponieważ napięcie katoda - włókno żarzenia (zazwyczaj połączone z masą) nie powinno przekraczać pewnej normy. Przeważnie górną granicą jest 20000 omów. Ponieważ przy tak małym oporze anodowym pentoda da wzmocnienie nie większe od triody, a poza tym dochodzi komplikacja z kondensatorem blokującym ekranu, więc stosujemy dla katodyny wyłącznie triody. Otrzymane napięcia zmienne są niewielkie, ponieważ muszą one dzielić się między anodę i katodę. Rys. 5 daje nam charakterystyki lampy AC2. Dla napięcia zasilania 250 woltów prowadzimy prostą 36000 Ω (w anodzie i w katodzie po 18000 omów — nieco poniżej granicy 20000 Ω). Jako dogodny punkt pracy wybierzemy punkt 0 (prąd anodowy 3 mA, ujemne napięcie siatki — 4 V). Szczytowe wahanie napięcia na sumie obu oporów wyniesie około 60 woltów, na jeden opór wypadnie 30 woltów maksimum. Wystarczy to do sterowania pentod głośnikowych, lecz nie starczy dla triod, które wymagać będą jeszcze dodatkowego stopnia pobudzania w push-pull'u.

Trzeba przy tym wszystkim zwrócić baczną uwagę na to, że katodyna jest wtórnikiem katodowym i jako taka nie wzmacnia. Jej „wzmocnienie" jest poniżej jedności. Jest to najzupełniej oczywiste, jeśli przyjrzymy się rys. 3. Napięcie sterujące lampy (między siatką a katodą), stanowi różnicę między napięciem przyłożonym między X — Y, a napięciem na katodzie. Napięcie przyłożone musi być większe, niż napięcie na R_K, a to przecież jest na-

pięciem wyjściowym. Napięcie wejściowe jest większe od wyjściowego — „wzmocnienie" lampy jest mniejsze od jedności.



Rys. 5.

Oto wzór dokładny

$$G = \frac{\mu\, R_K}{\rho + (2 + \mu)\, R_K}$$

Dla lampy o następujących danych:

spółczynnik amplifikacji $\mu = 25$
oporność wewnętrzna $\rho = 10$ kiloomów
opór anodowy wzgl. katod. $R_K = 18$ „

otrzymamy ze wzoru

$$G = \frac{25 \,.\, 18}{10 + (2 + 25)\, 18} = 0{,}9$$

Cyfra ta spełnia dość dobrze dane z rys. 5. Nie należy jednak zapominać, że katodyna daje pewien zysk, ten mianowicie, że z napięcia pojedynczego otrzymujemy podwójne (mniej ca. 10%, dla ścisłości).

Zaletą katodyny jest to, że układ ten pracuje prawie bez zniekształceń, ponieważ posiada z natury swojej bardzo silne ujemne sprzężenie zwrotne, tak silne przecież, że wzmocnienie spada poniżej jedności. Drugą jej zaletą, choć mniejszego znaczenia, jest znaczny wzrost oporności wejściowej lampy. Wynika to z prostego faktu, że oporność wejściowa jest to stosunek napięcia wejściowego do prądu wejściowego. Obliczmy ten prąd wejściowy i_g będzie on równy prądowi w oporze wpływowym siatki r_g (rys. 3).

$$i_g = \frac{V_{XK}}{r_g} = \frac{V_{XY} - V_{KY}}{r_g} = \frac{V_{XY}}{r_g}\left(1 - \frac{V_{KY}}{V_{XY}}\right) =$$

$$= \frac{V_{XY}}{r_g}\,(1 - G)$$

Stąd oporność wejściowa R

$$R = \frac{V_{XY}}{i_g} = \frac{r_g}{1 - G} \cong 10\, r_g$$

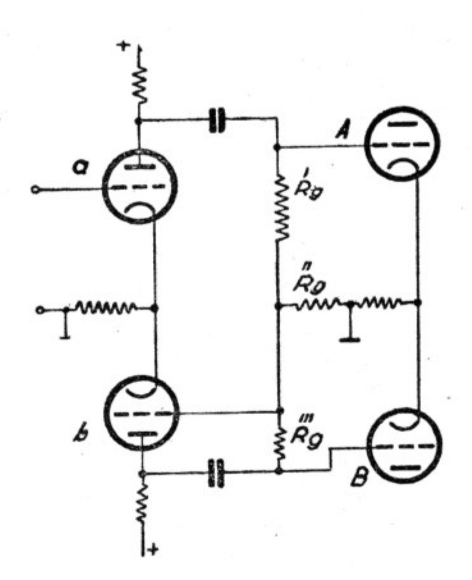
Kondensator wejściowy C_s może być więc tutaj 10 razy mniejszy, niż w normalnych warunkach.

Dodamy jeszcze, że pojemność wejściowa katodyny jest na podstawie analogicznego dowodu, około 10 razy mniejsza od pojemności wejściowej lampy. Ma to pewne znaczenie ponieważ w grę wchodzi trioda, której normalna pojemność wejściowa może być rzędu 30 do 100 pF.

Jak więc widzimy, katodyna ma i zalety i wady. Jej pierwszą zaletą jest przede wszystkim niezwykła prostota, powiedziałbym nawet oczywistość układu, która spowodowała, że stosowana jest już bardzo dawno, wyprzedziła nawet wtórnik katodowy, który jest jej uproszczeniem. Wadą jej jest brak wzmocnienia oraz duże napięcie katoda-włókno.

Wtórnik anodowy.

Rozpatrzymy teraz z kolei układ zwany „wtórnikiem anodowym", rys. 6 Jest on zasadniczo zupełnie podobny do dzielnika fazy z rys. 2, z tą właściwie niewielką, lecz istotną różnicą, że dzielnik napięcia zasilający lampę **b**



Rys. 6.

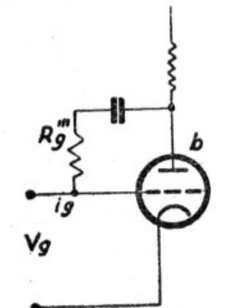
jest oparty na innej zasadzie, niosącej w sobie znaczny stopień ujemnego sprzężenia zwrotnego (feed-back) z jego wszystkimi zaletami.

Rozpatrzmy więc układ z rys. 6. Lampa **a** pracuje zupełnie normalnie i zasila wprost swoją lampę końcową A, wykorzystując swe pełne wzmocnienie (może być pentodą rodzaju AF7,

6J7 itp.). Lampa **b** otrzymuje swe napięcie siatkowe z dzielnika napięć, złożonego z dwu jednakowych oporów R'_g i R''_g. Gdyby nie było oporu R'''_g (równego poprzednim), pomiędzy anodą, a siatką lampy **b**, to otrzymywałaby ona na swą siatkę połowę napięcia anodowego lampy **a** — oczywiście za dużo.

Rozpatrzmy więc szczegółowo działanie R'''_g. Daje on bardzo silny feed-back z anody na siatkę lampy **b**, zmieniając jednocześnie znacznie oporność wejściową lampy **b**. Oporność ta jest równoległa do R''_g, jeśli więc ona spadnie, rozdział napięcia dla lampy **b** ulegnie zmianie, zmniejszeniu. Przypomnijmy sobie, że dążeniem naszym jest, aby lampa **b** miała ogólne wzmocnienie jedność, na jej siatkę powinniśmy przyłożyć więc $\frac{1}{G}$ napięcia anodowego lampy **a**, — gdzie G jest wzmocnieniem lampy **a**.

Obliczmy teraz oporność wejściową lampy **b** Z_g; z definicji jest ona równa ilorazowi napięcia wejściowego i prądu wejściowego (rys. 7).



$$Z_g = \frac{V_g}{i_g}$$

Wzmocnienie lampy jest to

$$G = \frac{V_a}{V_g}$$

Rys. 7.

Napięcie między siatką, a anodą lampy jest różnicą napięć siatkowego (względem katody) i anodowego (też względem katody). Napięcie to pędzi prąd przez R'''_g, a mianowicie prąd i_g, który jest właśnie prądem wejściowym lampy **b**. Stąd

$$R'''_g \cdot i_g = V_g - V_a$$

pisząc $V_a = - G . V_g$ (uwzględniliśmy odwrócenie fazy) otrzymujemy

$$R'''_g \cdot i_g = V_g (1 + G)$$

Stąd już oczywiście

$$Z_g = \frac{V_g}{i_g} = \frac{R'''_g}{1+G}$$

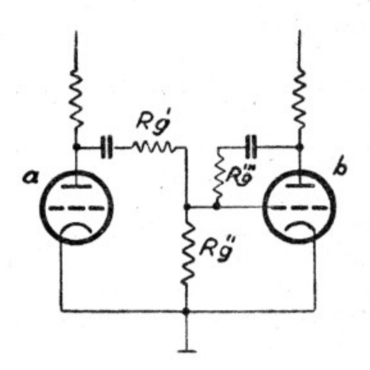
Mając już oporność wejściową lampy **b**, możemy obliczyć jej napięcie wejściowe. Łatwo ustalić to pomagając sobie rys. 8. Napięcie anodowe z lampy **a** dochodzi na siatkę lampy **b** poprzez opór R''_g. Oporność wejściowa lampy **b** składa się z R''_g i Z_g równolegle, co wyniesie

$$r = \frac{R''_g \cdot Z_g}{R''_g + Z_g} = \frac{R_g \cdot \frac{R_g}{1+G}}{R_g + \frac{R_g}{1+G}} = \frac{R_g}{2+G}$$

Na lampie **b** będzie więc

$$\frac{r}{r + R'_g} = \frac{1}{G+3}$$

napięcia anodowego lampy **a**. Jak zaś wiemy powinno być $\frac{1}{G}$ tegoż napięcia. Jeśli jednak lampy **a** i **b** są pentodami o wzmocnieniu 100 — 200, to różnica między $\frac{1}{G}$ a $\frac{1}{G+3}$ będzie rzędu 1,5 — 3%, czyli do pominięcia. Będzie to



Rys. 8.

w każdym razie błąd mniejszy, niż wypadnie, uwzględniając, że opory R'_g R''_g R'''_g nie są przecież idealnie równe w praktyce.

Jeśli dobierzemy R''_g i R'''_g mniej więcej równe (R''_g ma mniejszy wpływ), to możemy dobrać R'_g tak, aby warunek na $\frac{1}{G}$ był spełniony. Pisząc.

$$\frac{r}{r + R'_g} = \frac{1}{G}$$

otrzymamy, że będzie to miało miejsce, gdy

$$\frac{R'_g}{R''_g} = \frac{G-1}{G+2}$$

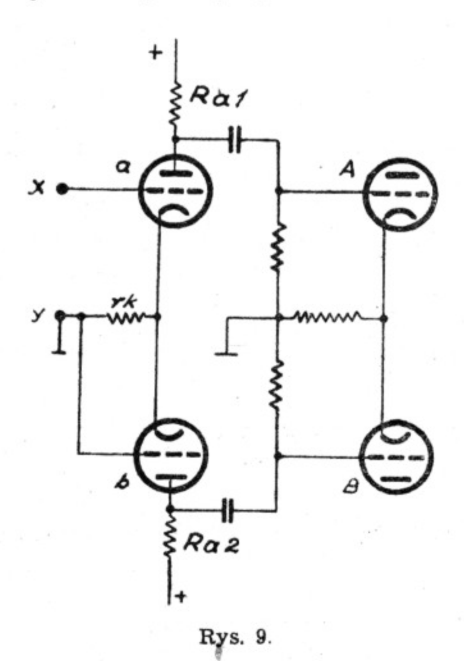
Przy wzmocnieniu G = 100, R'_g powinno być mniejsze od R''_g o 3%, przy G = 200 — o zaledwie 1,5%. Wątpię, czy ktoś w praktyce będzie uwzględniał tak subtelne różnice (por.

Dodatek), ale dobrze znać rząd wielkości zachodzących zjawisk. Łatwo zresztą można dobrać dwa opory równe, bądź różniące się o powyższy procent, tym bardziej, że ich wartość jest sama dla siebie dość obojętna. Przeważnie stosują opory rzędu 100 — 200 KΩ. Opory te muszą być stosunkowo nieduże ponieważ R_g'' jest oporem siatkowym wspólnym dla trzech lamp (**b**, A i B).

„Wtórnik anodowy", zwany także obwodem „parafazowym" jest bezwątpienia najlepszym ze wszystkich układów. Jest on samo - kompensującym, wymaga tylko dwu dobranych oporów, lampa **b** nie wprowadza praktycznie żadnych zniekształceń ze względu na niezwykle silny feed-back. Lampa **a** wykorzystuje swe pełne wzmocnienie i to jako pentoda, katody są na masie. Nic więc dziwnego, że spotkamy się z nim w większości wzmacniaczy.

System Schmitt'a

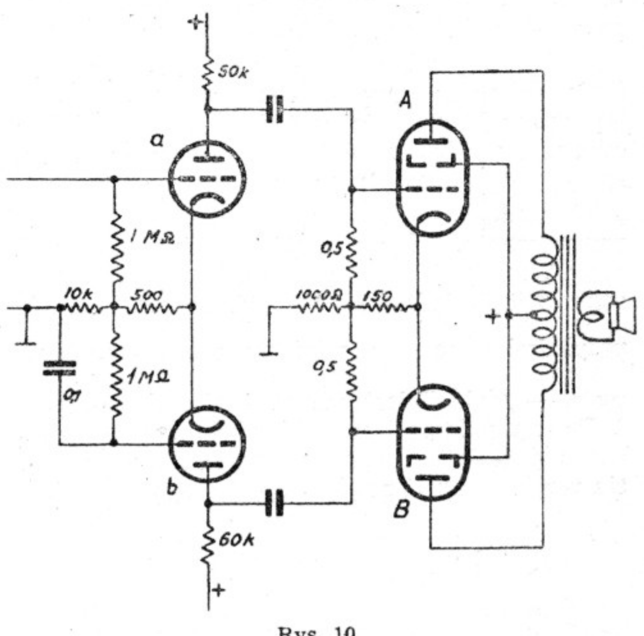
Omówimy teraz oryginalny układ, t. zw. system Schmitt'a, który ma pewne cechy wspólne z katodyną, jak również i z odwracaczem fazy. Para, która dostarcza napięć dla push-pull'a składa się z lampy **a** (rys. 9 i 10), pracującej normalnie, lecz z dużym oporem w katodzie, czym upodabnia się do katodyny, ale, z przyczyny, która stanie się dalej jasną, układ daje pewne wzmocnienie. Anoda lampy **a** dostarcza do push-pull'a normalnego napięcia wzmocnionego i o odwróconej fazie, jej zaś katoda, w której widzimy duży opór r_K nie dostarcza



Rys. 9.

napięcia wprost na push-pull, lecz napędza drugą lampę pośrednią **b** o „wejściu na katodę", czyli z „uziemioną siatką".

Zasadniczy układ wskazuje rys. 9; działanie jego jest proste i da się łatwo zrozumieć operując na zmianach potencjału stałego. Jeśli na przykład punkt **x** stanie się bardziej dodatni, niż punkt **y**, prąd anodowy lampy **a** wzrośnie i spadek napięcia na oporach R_{a_1} i r_K zwiększy się. Z tego powodu napięcie na anodzie lam-



Rys. 10.

py **a** spadnie, z niej więc będzie wyjście ujemne, czyli odwrócone w fazie w stosunku do swego wejścia. Zwiększony spadek na r_K daje na katodzie lampy **b** wzrost dodatni, a ponieważ siatka tej lampy jest połączona z masą, odpowiada to, jakby siatka otrzymała impuls ujemny. W konsekwencji prąd anodowy lampy **b** spadnie, napięcie na jej anodzie wzrośnie, dając wyjście o tej samej fazie co wejście na lampę **a**, lecz o odwróconej fazie w stosunku do jej anody — co jest celem każdego układu napędzającego push-pull.

Prąd zmienny w r_K jest różnicą pomiędzy prądami anodowymi obu lamp. Jeśli więc ma istnieć pewien spadek napięcia na r_K tak, aby stworzyć napięcie wejściowe dla lampy **b** — to prądy anodowe nie mogą być ściśle równe. Innymi słowy, aby wyjścia z anod były równe, opory anodowe R_{a_1} i R_{a_2} nie mogą być równe. Jeśli jednak różnica pomiędzy nimi jest niewielka (na przykład 10 — 20%), to różnica między prądami jest nieznaczna i w rezultacie r_K musi być duży. Jeśli prądy anodowe będą prawie równe, to napięcia siatka - katoda obu lamp będą też prawie równe sobie i wyniosą w przybliżeniu połowę napięcia wejściowego **x — y**.

O ile jednak składowe zmienne częstotliwości akustycznej prądu w oporze katodowym V_K odejmują się, to jasne jest, że składowe stałe — dodają się. Przy dużym oporze r_K oznacza to, że potencjał dodatni katody jest wysoki, ze

znanymi już niepożądanymi własnościami. Ponieważ jeszcze wzmocnienie wynosi około połowy normalnego, układ Schmitt'a rzadziej jest stosowany we wzmacniaczach akustycznych, jego polem zastosowania są raczej wzmacniacze telewizyjne, wzmacniacze do oscylografów katodowych, do aparatów elektromedycznych jak elektrokardiografy, elektroencefalografy i w ogóle tam, gdzie chodzi o niezniekształcone przekazywanie bardzo niskich częstotliwości i nieregularnych przebiegów.

Ścisłe trzymanie się teoretycznego układu z rys. 9 dałoby zbyt wielki minus na siatkach lamp **a** i **b**, ponieważ r_K jest nadmierny. W wzmacniaczach akustycznych, gdzie nie zależy na bezpośrednim sprzężeniu, stosujemy prosty i oryginalny układ z rys. 10. Ujemne napięcie dla lamp **a** i **b** dostarcza opór katodowy 500 Ω poprzez opory upływowe 1 MΩ, natomiast zmienne napięcie siatkowe dla lampy **b** tworzy się na oporach 10 KΩ i 500 Ω. Siatka lampy **b** jest uziemiona przez kondensator 0,1 μF. Opory anodowe są, jak widzimy, nierówne, uwzględniono bowiem wzór

$$\frac{R_{a2}}{R_{a1}} = \frac{r_K(1+\mu)+\rho}{r_K(1+\mu)-R_{a1}}$$

Na przykład R_{a1} = 50 KΩ, opór wewnętrzny lampy ρ = 14 KΩ, r_K = 10,5 KΩ i współczynnik amplifikacji μ = 32, otrzymujemy

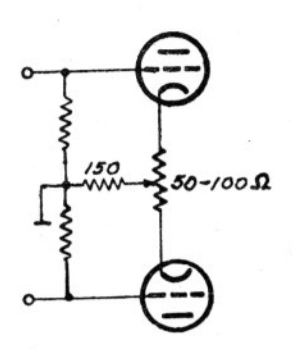
$$\frac{R_{a2}}{R_{a1}} = \frac{10{,}5 \cdot 33 + 14}{10{,}5 \cdot 33 - 50} = 1{,}21$$

Jeśli więc R_{a2} jest większy o 21% od R_{a1} napięcia anodowe lamp **a** i **b** są równe.

Przy tej okazji zwracamy uwagę na opór 1000 Ω w katodach lamp wyjściowych A i B. Nie służy on w tym samym celu, co w pierwszym stopniu, lecz daje silny feed-back w obwodzie „równoległym" lamp, gdzie nie ma, a przynajmniej być nie powinno, częstotliwości wzmacnianej, lecz tylko harmoniczne i szumy. W ten sposób opór 1000 Ω redukuje „śmieci", a nie wpływa na wzmocnienie. Nosi ten układ żartobliwą nazwę: „para z długim ogonem". Trzeba tu zaznaczyć, że ten trick nie ma nic specjalnie wspólnego z układem Schmitt'a i można go stosować w każdym stopniu push-pull, zwracając jednak uwagę, aby dopuszczalna izolacja katody nie była przekroczona.

Dodatek: Równowaga w push-pull'u.

W pracy push-pull'a wiele zależy od wybalansowania układu. Przede wszystkim należy dbać o to, aby prądy spoczynku obu lamp były równe. Najlepiej do tego użyć lamp identycznych, ale, ponieważ jest to dość uciążliwe, stosuje się często opór nastawialny w katodach (rys. 11), za pomocą którego wyrównujemy prądy anodowe. Wyrównanie to nie może iść jednak zbyt daleko i nie może zastąpić dobrania samych lamp, zwłaszcza jeśli uwzględnimy, że w wyrównaniu prądów zmiennych jesteśmy zdani już wyłącznie na dobór samych lamp. Różnica w prądach spoczynku 10% jest chyba największą, jaką można tolerować.

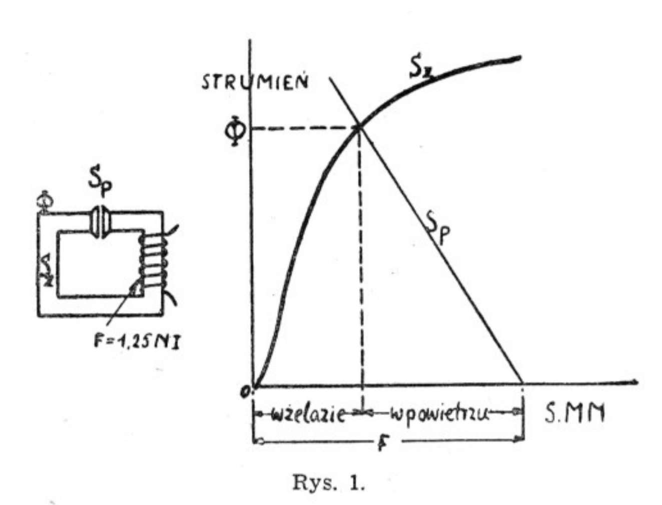


Rys. 11.

Wybalansowany układ push-pull eliminuje, jak wiadomo, drugą harmoniczną, a nie ma wpływu na trzecią harmoniczną. Ponieważ trzecia harmoniczna jest o wiele bardziej niemiła dla ucha, więc do niedawna stosowano w push-pull'u wyłącznie triody, które produkują niewiele trzeciej harmonicznej. Z wynalezieniem feed-back'u problem ten stracił na ostrości i obecnie widzimy przeważnie pentody w stopniach końcowych, mimo że dają one duży procent trzeciej harmonicznej. Dobrze wykonany stopień końcowy powinien jednak nie wykazywać więcej niż 2 — 3% trzeciej harmonicznej. Możemy wtedy swobodnie przyjąć, że ta sama cyfra drugiej harmonicznej nie wpłynie dodatkowo ujemnie na jakość odtwarzania. Z tego z kolei określimy dopuszczalny stopień nierówności wejściowych napięć zmiennych, które są przyczyną pojawienia się drugiej harmonicznej. Dokładnego recepisu dla każdego wypadku nie da się łatwo ustalić, ponieważ w grę wchodzą tutaj krzywizny charakterystyk lamp, wysterowanie, wielkość i charakter obciążenia itd., ale obliczenia dla kilku typowych przykładów wykazują, że 10-procentową różnicę między napięciami wejściowymi można swobodnie tolerować, zaś nawet 15 i 20-procentowa różnica nie da dużo więcej drugiej harmonicznej, niż sam wzmacniacz trzeciej. Warunkiem jest wszakże to, aby lampa mocniej napędzana nie wkraczała w obszar prądu siatkowego.

Magnesy stałe

Magnesy stałe mają obecnie bardzo szerokie zastosowanie w technice. W radiotechnice spotykamy się z nimi w głośnikach, adapterach gramofonowych, mikrofonach, słuchawkach, przyrządach pomiarowych itd. Od ich jakości i trwałości zależy działanie tych aparatów i postęp w tych dziedzinach jest ściśle związany z postępem w produkcji magnesów stałych. Wiadomości natomiast o magnesach stałych, ich własnościach i sposobach użycia są skąpe i rozrzucone w literaturze.



Rys. 1.

Aby zrozumieć działanie magnesu stałego rozpatrzymy zachowanie się żelaza zwykłego (t. zw. „miękkiego") kiedy w uzwojeniu (Rys. 1) o liczbie N zwojów płynie prąd stały I. Powstaje wtedy w żelazie „Siła Magnetomotoryczna" (S.M.M.) $F = 0,4\ \pi NI$, której wynikiem jest „Strumień Magnetyczny" Φ. Siła magnetomotoryczna rozkłada się na spadek w żelazie i w powietrzu (w szczelinie). Ze względu na dużą „Przenikliwość Magnetyczną" μ. żelaza w stosunku do powietrza mała nawet szczelina wymaga dużej SMM, aby utrzymać w „obwodzie magnetycznym" żądany strumień Φ. Aby uniezależnić się od wymiarów elektromagnesu wszelkie dane dotyczące żelaza podawane są zawsze w „Indukcji Magnetycznej" $B = \frac{\Phi}{S}$ czyli liczbie „Linii Sił" na cm² przekroju żelaza (jednostka: gauss) oraz w „Sile Magnesującej" $H = \frac{F}{l}$ czyli „amperozwojach na cm" $\times\ 0,4\ \pi$ (jednostka: oersted). Pomiędzy B i H istnieje znana podstawowa zależność

$$B = \mu H$$

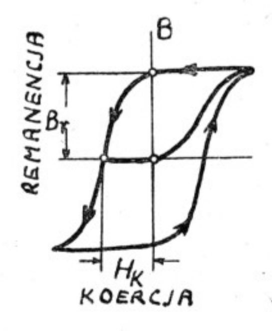
gdzie μ oznacza „Przenikliwość Magnetyczną". Dla powietrza $\mu = 1$, dla żelaza wyraża się w setkach i tysiącach.

Charakterystyczna dla żelaza jest t. zw. „krzywa histerezy" (Rys. 2). Jeśli zamknięty kawałek żelaza poddamy działaniu siły magnesującej zwiększając prąd w uzwojeniu, to indukcja będzie się zwiększała według krzywej K (jeśli kawałek żelaza nigdy jeszcze nie był magnesowany) aż do „nasycenia". Jeśli prąd zaczniemy teraz zmniejszać, to indukcja nie wróci po krzywej K, lecz po „pętli histerezy". Gdy prąd spadnie z powrotem do zera to indukcja w żelazie pozostanie w wysokości B_r („remanencja" — od łacińskiego remanere — pozostawać, także „pozostałość magnetyczna" względnie „magnetyzm szczątkowy") i trzeba użyć dość znacznej siły magnetycznej ujemnej, aby indukcję sprowadzić z powrotem do zera. Ta siła magnesująca ujemna nazywa się „koercja" H_k (od łacińskiego: coercere — zmuszać). O ile w żelazie „miękkim" (np. blacha transformatorowa) dążymy do tego, aby przy dużej remanencji B_r mieć małą koercję H_k, ponieważ powierzchnia pętli histerezy jest miarą strat w żelazie, to w magnesach stałych dążymy i do dużej remanencji i do dużej koercji. Duża remanencja potrzebna jest dlatego, że siła przyciągania magnesu jest proporcjonalna do kwadratu indukcji B^2. Duża koercja potrzebna jest z dwóch powodów: po pierwsze jest ona w dużej mierze miarą trwałości magnesu, magnes o dużej koercji niełatwo się rozmagnesuje na skutek obecności obcych pól magnetycznych. Dla zrozumienia drugiego powodu przypomnimy, że strumień magnetyczny Φ jest w całym obwodzie jednakowy (pomijając niewielki „upływ" głównie przy szczelinie), więc

$$\Phi = B_ż \cdot a_ż = B_p \cdot a_p$$

$B_ż$ i B_p, to indukcja w żelazie oraz w szczelinie (w powietrzu) i $a_ż$ i a_p to przekrój żaleza oraz szczeliny.

Napiszemy jeszcze, że suma spadków sił magnetomotorycznych w żelazie i w szczelinie jest równa przyłożonej sile magnetomotorycznej. Ponieważ jednak w magnesie stałym ta przyłożona siła jest zero, mamy



Rys. 2.

$$0 = H_ż \cdot l_ż + H_p \cdot l_p$$

gdzie $H_ż$ i H_p to siła magnesująca w żelazie oraz w szczelinie, zaś l_p i $l_ż$ to długości śred-

niej linii sił w żelazie oraz w szczelinie. Z pierwszego równania znajdziemy przekrój żelaza $a_ż$

$$a_ż = a_p \frac{B_p}{B_ż}$$

a z drugiego — długość żelaza $l_ż$

$$l_ż = l_p \frac{H_p}{-H_ż}$$

Ale przecież iloczyn $a_ż \, . \, l_ż$ to nic innego jak objętość żelaza $V_ż$

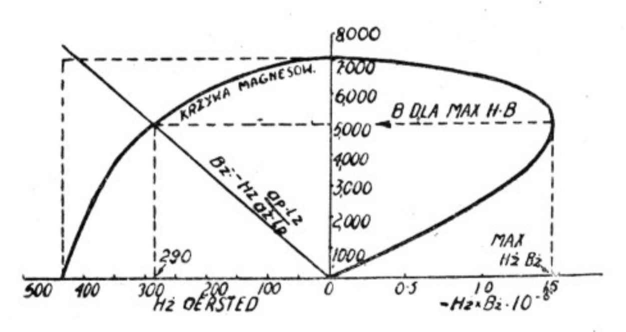
$$V_ż = a_ż \, . \, l_ż = \frac{B_p^2 \, . \, a_p \, . \, l_p}{- H_ż \, . \, B_ż}$$

(do wzoru wstawiliśmy $B_p = H_p$, ponieważ $\mu = 1$ dla powietrza).

Wzór ten daje nam objętość żelaza dla danej szczeliny i danej indukcji w tej szczelinie. Jasne jest, że objętość magnesu będzie, w danych, narzuconych warunkach, najmniejsza, gdy iloczyn $H_ż \, . \, B_ż$ będzie największy.

Przypatrzmy się teraz rys. 3. Mamy tam interesującą nas część krzywej magnesowania oraz krzywą pochodną $H_ż \, . \, B_ż$ w zależności od B. Krzywa ta wykazuje zupełnie wyraźne maximum, które oczywiście wykorzystuje się przy projektowaniu magnesów na najmniejszą objętość i ciężar.

Załóżmy więc dla przykładu szczelinę długości 0,25 cm i przekroju 2×2 cm, w której chcemy mieć indukcję 8000 gaussów. Z krzywej rys. 3 widać, że najbardziej ekonomiczna będzie indukcja w żelazie $B_ż = 5000$ gaussów, odpowiadająca $H_ż = 290$. Stąd znajdziemy przekrój żelaza



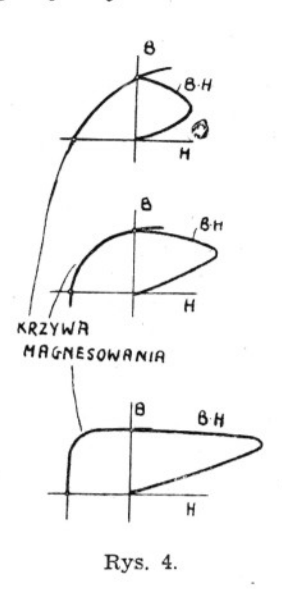
Rys. 3.

$$a_ż = \frac{B_p \, . \, a_p}{B_ż} = \frac{8000 \, . \, 4}{5000} = 6{,}4 \text{ cm}^2$$

oraz jego średnią długość

$$l_ż = \frac{B_p \, . \, l_p}{H_ż} = \frac{8.000 \, . \, 0{,}25}{290} = 6{,}9 \text{ cm}$$

Magnes o tych wymiarach połączymy ze szczeliną za pomocą nasadek biegunowych z miękkiego żelaza; nie odegrają one większej roli — po prostu generator siły magnetomotorycznej, za jaki uważamy magnes, połączymy z „obciążeniem" jakie stanowi szczelina, za pomocą „przewodów" z materiału o małej oporności magnetycznej (reluktancji). Nasadki biegunowe są potrzebne, a nawet konieczne z innych powodów, które staną się jasne, gdy omówimy mechaniczne własności nowoczesnych materiałów magnetycznych.



Rys. 4.

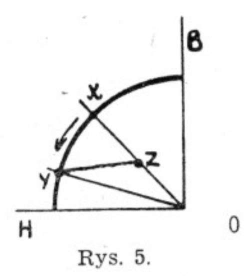
Krzywe z rys. 3 podaliśmy dla przykładu; nie są one jednak konieczne dla projektowania magnesów. Wystarczy jeśli będziemy mieli podane ($H_ż \, . \, B_ż$ maximum oraz $B_{żo}$ odpowiadające temu maximum, co jest równoznaczne z podaniem również $H_{żo}$. Tabela dla niektórych materiałów magnetycznych, jaką zamieszczamy w dalszym ciągu artykułu, podaje właśnie te niezbędne wartości.

W związku z krzywymi magnesowania oraz iloczynem $B_ż \, . \, H_ż$ nasuwają się dwie uwagi. Po pierwsze jest jasne, że wartość $B_ż \, . \, H_{ż \, max}$ zależy zarówno od remanencji jak i koercji. O ile dążenie do jak największej remanencji (najsilniejszy magnes), jest samo przez się zrozumiałe, to konieczność dużej koercji teraz dopiero staje się jasna (jak największe $B_ż \, . H_{max}$).

Jednakowej wartości $B_r \, . \, H_K$ nie odpowiada jednak jedna i ta sama wartość $B_ż \, . \, H_{ż \, max}$: bardzo wiele zależy od kształtu krzywej magnesowania. Na rys. 4 mamy trzy krzywe magnesowania dla tej samej remanencji i tej samej koercji. Przy najbardziej korzystnym przebiegu krzywej wartość $B_ż \, . \, H_{ż \, max}$ jest około 2½ razy większa, niż w mało korzystnym.

Przy okazji omawiania krzywych magnesowania pragniemy zwrócić uwagę na to, że magnesów stałych, (na przykład przy głośnikach) nie wolno rozkładać i składać. Weźmy więc

krzywą z rys. 5. Normalna szczelina daje prostą „obciążenia" OX. X jest punktem pracy wraz z związaną z nim indukcją. Po rozbiórce



Rys. 5.

magnesu szczelina powiększy się ogromnie, tak że punkt pracy przejdzie na przykład do Y. Jeśli magnes złożymy z powrotem, punkt pracy nie wróci do X, wypadnie on teraz gdzieś w punkcie Z. Aby powrócić do punktu X należy złożony magnes na nowo namagnesować. Tak samo wszelkie przykładania śrubokretów, zbliżanie silnych elektromagnesów wpływa ujemnie i to na stałe na siłę magnesu. O ile w głośniku mało to sie może da odczuć, to na przykład w przyrządach pomiarowych skalowanie może być zrujnowane.

Magnesowanie surowych magnesów odbywa się dwoma sposobami. Na żelazo nakłada się kilkanaście zwojów drutu i przepuszcza się silny prąd stały tak, aby zapędzić indukcję daleko w nasycenie. Przy otwartych obwodach magnetycznych, na przykład w słuchawkach, przykłada się do „magneśnicy", tj. szczęki żelaznej z uzwojeniem, przez którą przepuszcza się prąd. Prąd magnesujący wypada dość znaczny, więc stosowano wielkie przetwornice z motorami, zdolne do pracy na zwarcie. Jest to jednak metoda bardzo nieekonomiczna. Czas trwania procesu magnesowania nie gra żadnej roli, stosuje się więc inną metodę polegającą na dwóch operacjach. Najpierw ładuje się grupę kondensatorów elektrolitycznych — wszystkie równolegle — za pomocą prostownika. Po naładowaniu przerzuca się kondensatory na połączenie szeregowe, załączając jednocześnie wysokie napięcie stałe na zwojnicę magneśnicy. Krótki, ale bardzo silny impuls wystarcza do magnesowania. W innym sposobie załącza się prostownik lub specjalny akumulator o niskim oporze wewnętrznym, a więc dużym prądzie zwarcia, na krótką chwilę do zwojnicy. Nie włącza się tego urządzenia ręką, lecz za pomocą automatu, na mały ułamek sekundy.

Przejdziemy teraz do omówienia materiałów magnetycznych. Dawniej rozróżniano żelazo „miękkie" i żelazo „twarde". Było to, poza własnościami metalu jako takiego, związane z własnościami magnetycznymi. Żelazo „miękkie" miało małą koercję przy średniej remanencji, żelazo „twarde", czyli stal, miało większą remanencję przy dużej koercji i nadawało się na magnesy stałe. Jeśli jednak przypomnimy sobie dawne olbrzymie magnesy głośników i porównamy je z dzisiejszymi, to postęp jest widoczny. Dawno bowiem już zbadano, że dodatki innych metali, czasem wcale lub mało-magnetycznych, polepszają zasadniczo własności magnetyczne stopu. Bardzo ważne jest przy tym traktowanie cieplne stopu: temperatura topienia, rodzaj i szybkość ochładzania, atmosfera, w której się to odbywa (często w wodorze lub azocie) — wszystko to gra dużą rolę. Najmniejsze odchylenia w domieszkach, obecność nieczystości rzędu ułamka procentu nieraz decyduje o jakości magnesu. Teoria tutaj daje niewiele — trzeba doświadczalnie dojść do rezultatów, a potem umieć je utrzymać w praktyce. Wykonano w tej materii miliony prób, a wynikiem ich jest około 50 różnych materiałów magnetycznych, z których kilka podaje tablica.

Stop	Skład chemiczny	Remanencja Br gauss	Koercja Hk oersted	BH max $\times 10^6$	B, (przy BH max) gauss
1% Stal węglowa	1 C — 0 5 Mn — 98 5 Fe	9000	51	0.20	5900
5% Stal wolframowa	5 W — 0,7 C — 94 3 Fe	10500	70	0,33	7000
1% Stal chromowa	0 9 Cr — 0.6 C — 0.45 Mn — 98 Fe	9500	52	0,23	6500
17% Stal kobaltowa	17 Co — 0.7 C — 8 W — 2 5 Cr — 72 Fe	9000	170	0,65	5900
Alnico I A	12 Al — 22 Ni — 5 Co — 61 Fe	6600	540	1,40	4100
Alnico V	8 Al — 14 Ni — 24 Co — 3 Cu — 51 Fe	12700	650	5,50	10400
Cunife	60 Cu — 20 Ni — 20 Fe	5700	590	1,85	4200
Vicalloy	13 Va — 52 Co — 35 Fe	9000	300	1,00	5500
Silmanal	87 Ag — 9 Mn — 4 Al	560	6300	0,08	292
Stopy platynowe	77 Pt — 23 Co	4500	2700	4,00	3000
Vectolite	30 Fe_2O_3 — 44 Fe_3O_4 — 26 Co_2O_3	1600	900	0,50	940

Jeśli przypatrzymy się tablicy to wiele można wyciągnąć wniosków. Przede wszystkim o ile w remanencji postęp jest w stosunku mniej więcej 2 do 1, to w koercji oraz w iloczynie BH max postęp jest wielki. Stąd wniosek, że i dawniej można było mieć silne magnesy (choć nie tak silne jak Alnico V), ale o wiele większych wymiarów i o wiele mniejszej trwałości. Po drugie, jak już wspominaliśmy, dodanie ma-

ło lub wcale niemagnetycznych materiałów, jak aluminium, nikiel, kobalt oraz miedź polepsza ogromnie jakość magnesów i to stanowi jeden z wielkich tryumfów nowoczesnej metalurgii.

Pierwszym takim stopem był „Alni", wynaleziony przez Japończyka. Zawierał on, jak się łatwo można domyśleć, aluminium oraz nikiel obok żelaza. Z chwilą ogłoszenia tak znakomitych rezultatów wszędzie robiono próby ze stopami aluminium; ich najwyższym rezultatem jest słynny Alnico V wytwarzany w USA. Oddał on ogromne usługi w czasie wojny i obecnie stosowany jest do głośników, przyrządów etc. O jego sile niech powie doświadczenie autora: przyłożywszy śrubokręt do boku niewielkiego kwadratowego magnesu można było tak unieść przenośny odbiornik, że opierał się tylko jednym kantem o stół.

Stopy Alnico są to metale niesłychanie twarde i kruche, nie dają się wcale obrabiać i muszą być od razu odlewane do kształtu, co najwyżej można je trochę doszlifować, gdy to jest konieczne, na przykład dla wykończenia precyzyjnej szczeliny dla cewki głośnika. Kiedy jest to niemożliwe, stosuje się nasadki biegunowe z miękkiego żelaza.

Dodajmy tutaj jeszcze, że ostyganie odlewów Alnico V odbywa się w silnym polu magnetycznym tak, aby kryształy stopu zostały zorientowane w pewnym kierunku. W tym też kierunku magnes wykazuje później najsilniejsze własności.

Rezultatem poszukiwań celem znalezienia metalu o dobrych własnościach magnetycznych, lecz dającego się obrabiać, jest Cunife (zawartość miedzi) oraz Vicalloy (zawartość wanadium). Własności magnetyczne ich są słabsze od Alnico, lecz można je toczyć, walcować, skrawać.

Olbrzymią koercją a więc stabilnością oznacza się Silmanal, stop bezżelazowy o przewadze srebra oraz stopy platynowe również bezżelazowe. O ile pierwszy jest produktem handlowym, to drugi ma znaczenie oczywiście raczej teoretyczne.

Ciekawy, wręcz niespodziewany jest magnes niemetaliczny Vectolite, złożony z tlenków żelaza i kobaltu. Jest on słabszy, lecz jako nadzwyczaj lekki, znajduje zastosowanie, gdzie ciężar gra rolę.

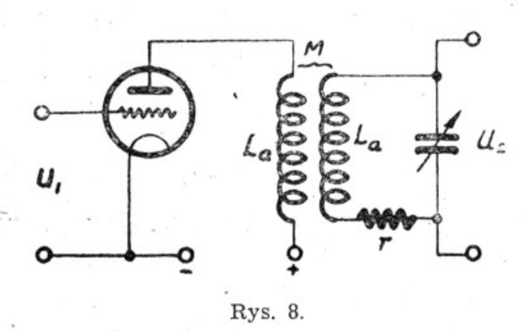
Postęp w dziedzinie magnesów stałych nie jest oczywiście zakończony, ale na razie, choć istnieje już Alnico XII o innych trochę własnościach, żaden stop nie przewyższył Alnico V. Jeśli więc ktoś zobaczy głośnik z magnesem o średnicy srebrnej 10-złotówki, to na pewno będzie on z tego nowoczesnego stopu.

Inż. F. M.

Zasady obliczania odbiorników i wzmacniaczy

(ciąg dalszy)

Obecnie przejdziemy do układów wzmacniaczy, w których obwód strojony jest sprzężony transformatorowo lub autotransformatorowo z obwodem anodowym lampy.



Rys. 8.

Rozpatrzmy układ jak na rysunku 8. Prąd anodowy przepływający przez cewkę L_a indukuje w cewce obwodu SEM proporcjonalną do indukcyjności wzajemnej i częstotliwości.

Indukcyjność wzajemna M określona jest wzorem:

$$M = k \sqrt{L_a \cdot L}$$

gdzie K — współczynnik sprzężenia między cewkami, mniejszy od jedności — wartości osiągalne od 0,25 do 0,5.

M — indukcyjność wzajemna,
L_a — indukcyjność cewki anodowej,
L — indukcyjność cewki obwodu rezonansowego.

O ile obwód LC nastrojony jest na częstotliwość napięcia U_1, wtedy napięcie U_2 osiągnie maksimum. **Wzmocnienie** określone będzie stosunkiem U_2 do U_1.

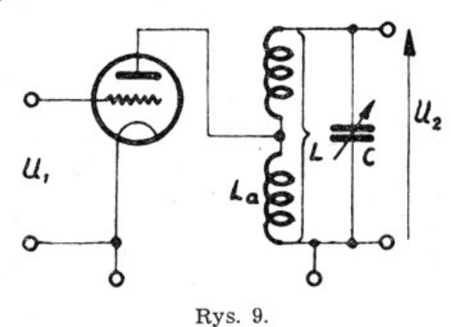
Jeżeli pominiemy wpływ pojemności między anodą a katodą lampy, oraz opór omowy cewki L_a, wtedy wzmocnienie przy stosowaniu pentod wysokiej częstotliwości określone będzie wzorem:

$$K = S \cdot Z \cdot m \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

gdzie S — nachylenie lampy (A/V),
Z — opór rezonansowy obwodu $= Q_0 \cdot L \cdot \omega$

$$m = \frac{M}{L} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

Stosując pentodę w. częstotliwości zakładamy, że jej opór wewnętrzny „ρ" jest kilka razy większy od oporności rezonansowej obwodu Z.



Rys. 9.

Największe możliwe wzmocnienie osiąga się dla pewnej optymalnej wartości „m" równej:

$$m_{opt.} = \sqrt{\frac{\rho}{Z}}$$

wtedy wzmocnienie równe jest:

$$K_{max} = \frac{\mu}{2}\sqrt{\frac{Z}{\rho}}$$

Przy pentodach wielkiej częstoliwości nigdy w takich warunkach się nie pracuje, bo wtedy cewka anodowa byłaby kilkakrotnie większa od cewki obwodu rezonansowego, a poza tym mielibyśmy do czynienia z następującymi szkodliwymi wpływami:

1) Pojemność anoda - katoda transformowałaby się do obwodu w przybliżeniu z kwadratem przekładni, zwiększając w ten sposób pojemność początkową obwodu strojonego.

2) Duża indukcyjność obwodu anodowego tworzyłaby szkodliwy obwód rezonansowy wraz z pojemnością anoda - katoda.

3) Selektywność obwodu wybitnie pogorszyłaby się.

4) Wzmacniacz bardzo łatwo wpadałby w oscylacje (patrz niżej).

Właściwy dobór sprzężenia określony jest przy pentodach warunkiem stabilnej pracy, z wyłączeniem wszelkiej ewentualności samowzbudzenia.

Selektywność takiego wzmacniacza określona jest wypadkową dobrocią obwodu, która teraz wyniesie:

$$Q_{wyp.} = Q_0 \cdot \frac{1}{1 + m^2 \frac{Z}{\rho}} \quad . \; . \; . \quad (6)$$

Przejdźmy teraz do układu ze **sprzężeniem autotransformatorowym** (rys. 9).

Elektrycznie układ ten jest w działaniu zupełnie podobny do poprzedniego z tym, że część cewki oznaczona $\mathbf{L_a}$ spełnia funkcję uzwojenia pierwotnego, zaś cała cewka L jest uzwojeniem wtórnym.

W związku z tym współczynnik „m" określony jest wzorem:

$$m = \frac{L_a + M}{L} \quad . \; . \; . \quad (7)$$

gdzie M oznacza indukcyjność wzajemną między **obu częściami uzwojenia** to jest:

$$M = k\sqrt{L_a(L - L_a)}$$

Wzmocnienie układu równać się będzie (przy tych samych założeniach co i uprzednio):

$$\underline{K = S \cdot m^2 \cdot Z} \quad . \; . \quad (8)$$

zaś współczynnik dobroci Q wyp. — określający selektywność:

$$Q_{wyp.} = Q_0 \cdot \frac{1}{1 + m^2 \cdot \frac{Z}{\rho}} \quad . \; . \quad (9)$$

Gdy cały obwód rezonansowy jest włączony w anodę, wtedy M = 0, m = 1 i otrzymujemy wzory identyczne z podanymi w poprzednim numerze.

Wzmacniacze z filtrami wstęgowymi

Wzmacniacze w. częstotliwości z pojedynczymi obwodami rezonansowymi w anodzie nigdy nie dadzą krzywej rezonansowej takiej, która by zapewniła dobre odtwarzanie. Stosując kilka stopni wzmocnienia możemy zwiększyć wprawdzie selektywność, ale pogorszymy odtwarzanie; wysokie tony będą mocno osłabione.

Jak już kilkakrotnie podkreślaliśmy idealną krzywą rezonansową jest prostokąt. Przybliżone warunki uzyskujemy tylko we wzmacniaczach z filtrami wstęgowymi. Krzywe rezonansowe w zależności od dobroci obwodu były szeroko omówione w jednym z poprzednich artykułów. Obecnie zajmiemy się określeniem wzmocnienia takiego wzmacniacza i wpływem lamp na selektywność.

Wzmocnienie.

Układ wzmacniacza z filtrem wstęgowym przedstawia rys. 10.

Dla uniknięcia samowzbudzenia anoda jest wpięta na odczep uzwojenia pierwotnego; wzmocnienie jest określone wzorem następującym:

$$K = S \cdot m \cdot Z \cdot \frac{k \cdot Q}{1 + (k \cdot Q)^2} \quad . \quad (10)$$

gdzie Q — oznacza wypadkowy wsp. dobroci obu obwodów: $Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$

K — wsp. sprzężenia między obwodami,

S — nachylenie lampy,

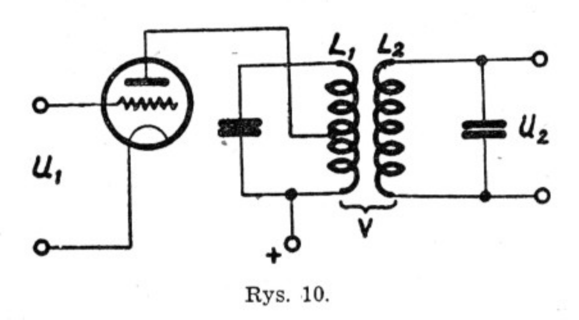
Z — oporność rezonansowa jednego obwodu (zakładamy, że oba obwody są jednakowe),

$m = \frac{M}{L}$ dla sprzężenia transformatorowego,

$m = \frac{L_a + M}{L}$ dla sprz. autotransformatorowego,

m = 1 dla obwodu włączonego bezpośrednio w anodę;

gdy sprzężenie między obwodami będzie krytyczne, to jest gdy $K = \frac{1}{Q}$, wtedy wzmocnienie będzie maksymalne i wyniesie **połowę** wzmocnienia osiąganego z pojedynczym obwodem.



Rys. 10.

Selektywność wzmacniacza określona jest krzywymi, omówionymi szczegółowo w rozdziale o obwodach rezonansowych.

Wpływ pojemności siatka — anoda

Jak już kilkakrotnie wspomnieliśmy, przy nieodpowiednich warunkach pracy, wzmacniacz wpada w oscylacje i normalny odbiór jest niemożliwy.

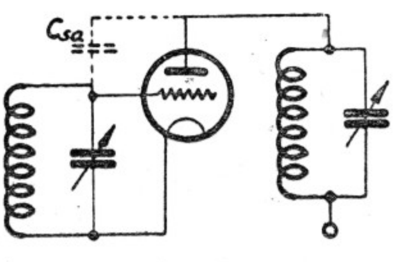
Niejeden z czytelników spotkał się z tym zjawiskiem w swojej praktyce zwłaszcza przy budowie odbiorników ze wzmacniaczem wielkiej częstotliwości. Podobne wypadki mają zresztą nieraz miejsce i we wzmacniaczach pośredniej częstotliwości. Gdy dostrajamy obwód pośredniej do rezonansu, układ wpada w oscylacje; w takim wypadku niewprawiony amator albo rozstraja obwody, tracąc wiele na wzmocnieniu i selektywności, albo zwiera obwód oporem rzędu kilkudziesięciu tysięcy omów wprowadzając tłumienie.

Oczywiście oba te „kucharskie" sposoby nie są godne szanującego się radioamatora.

W jakich warunkach powstają oscylacje we wzmacniaczu, o ile wykluczymy sprzęganie się na oporach filtrujących czy też bezpośredni wpływ wzajemny obwodów?

Rozpatrzmy rys. 11.

W obwodzie siatki i anody włączone są obwody rezonansowe, które dla łatwiejszego rozumowania przyjmujemy za jednakowe.



Rys. 11.

Wskutek pojemności pomiędzy siatką i anodą (C_{sa}) część energii z obwodu anodowego przelewa się do obwodu siatki, zostaje wzmocniona, powraca znowu do siatki itd. aż powstaną oscylacje.

Matematycznie dochodzi się do pewnych wniosków, z których wynika, że skutkiem istnienia pojemności C_{sa} lampa wraz z obwodem może być przedstawiona równoległym połączeniem pojemności i oporu, którego charakter jest zależny od obwodu anodowego.

Rys. 12 przedstawia trzy możliwości:

a) jeżeli w obwodzie anody istnieje tylko opór omowy, wtedy opór wejściowy lampy jest czystą pojemnością. (Ma to znaczenie we wzmacniaczach oporowych);

b) jeżeli w anodzie mamy obciążenie o charakterze pojemnościowym, wtedy opór wejściowy lampy przedstawia się pojemnością połączoną równolegle z oporem omowym;

c) jeżeli w anodzie mamy obciążenie o charakterze indukcyjnym, wtedy opór wejściowy lampy przedstawia się pojemnością połączoną równolegle z **oporem ujemnym.**

Opór ujemny jest to opór omowy zachowujący się przeciwnie niż opór dodatni; mianowicie przy oporze dodatnim wzrost prądu wywołuje wzrost spadku napięcia na oporze, przy oporze **ujemnym** wzrost prądu wywołuje zmniejszenie się spadku napięcia na oporze. Z oporami takimi spotykamy się w praktyce np. lampa łukowa, dynatron, transitron. (Nieco uwag na ten temat znajdzie czytelnik w Nr 1 Radio 1946 r.). Otóż taki opór ujemny kompensuje opór dodatni; jeżeli obwód rezonansowy będzie połączony równolegle z oporem ujemnym, wtedy przy całkowitej kompensacji wypadkowy układ okaże się obwodem bez strat i raz pobudzony będzie oscylował.

Tak więc jeżeli obwód anodowy będzie rozstrojony, wtedy obwód siatkowy może wpaść w oscylacje.

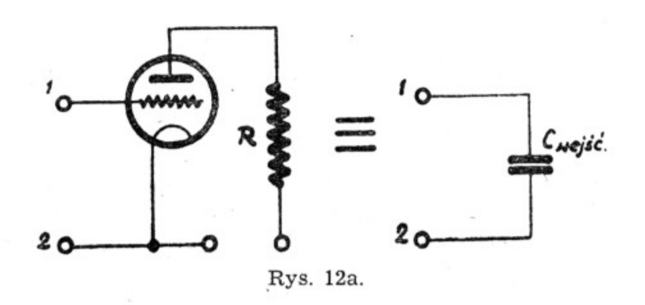
Aby ten wypadek nie zaistniał musi być spełniony warunek

$$\omega \, . \, C_{sa} \, . \, S \, . \, Z^2 < 2 \qquad (11)$$

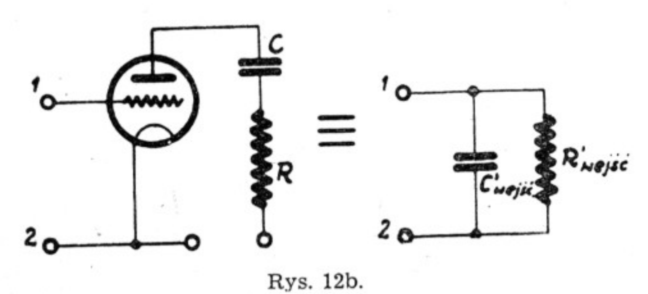
gdzie $\omega = 2 \pi f$,

C_{sa} — pojemność siatka - anoda,
S — nachylenie lampy (A/V),
Z — oporność rezonansowa obwodu.

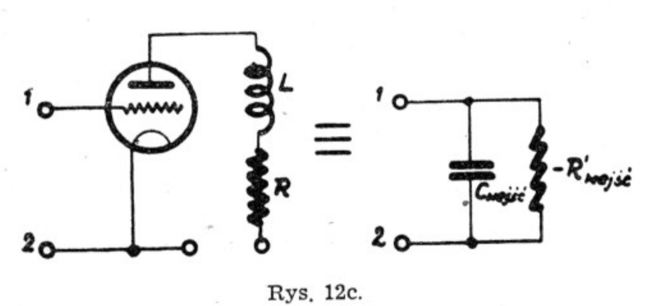
Jak widzimy, samowzbudzenie tym łatwiej powstaje, im wyższa częstotliwość, im większa pojemność siatka - anoda, im większe nachylenie lampy i oporność obwodu.



Rys. 12a.



Rys. 12b.



Rys. 12c.

Pierwsze odbiorniki ze wzmacniaczami na triodach musiały mieć specjalne układy neutralizacyjne dla zapobieżenia oscylacjom; (stąd nazwy odbiorników neutrodyna itp.). Układy oscylujące na tej zasadzie wykorzystywane są w technice fal krótkich (T. P. T. G.); oscylacje te były przyczyną powstania konstrukcji lampy ekranowanej, w której pojemność siatka - anoda została wydatnie zmniejszona.

Przy danej lampie i częstotliwości warunek na samowzbudzenie określony jest opornością rezonansową obwodu anodowego. Im większy opór, tym łatwiej o oscylacje, a zatem przy konstruowaniu wzmacniaczy wielkiej częstotliwości określamy obwód z tego warunku. Często gdy obwód jest b. dobry, to jest posiada duży współczynnik dobroci, a więc i dużą odporność rezonansową, musimy stosować sprzężenie transformatorowe, względnie anoda nie jest wpięta na cały obwód, lecz przyłączona na odczep; (często spotykamy to w superach w stopniu pośredniej częstotliwości).

Warunek podany wyżej musi być zaostrzony z tego względu, że odbiornik musi pracować daleko od punktu samowzbudzenia, a poza tym musimy się zabezpieczyć na wypadek wymiany lamp, których wartości C_{sa} i S mogą się różnić.

Praktyczny wzór ma postać

$$\omega \, . \, C_{sa} \, . \, S \, . \, Z^2 \, . \, m^2 \leqslant 0{,}2 \div 0{,}3 \qquad (12)$$

przy czym „m" oznacza tu $\frac{M}{L}$ dla sprzężenia transformatorowego albo $\frac{L_a + M}{L}$ dla autotransformatorowego.

W wypadku gdy obwód jest wpięty bezpośrednio w anodę **m = 1.**

Przy praktycznym obliczaniu wzmacniaczy określamy z warunku na samowzbudzenie iloczyn $Z^2 \, . \, m^2$, a stąd przy danym obowodzie obliczamy sprzężenie itd.

Dobór elementów obwodu.

Jeżeli wzmacniacz ma pracować w pewnym zakresie częstotliwości, wtedy jeden z elementów musi być regulowany. Zwykle stosuje się zmienne kondensatory chociaż ostatnio spotyka się rozwiązania z regulowaną indukcyjnością.

Gdy założymy stałą indukcyjność, wtedy pojemności muszą się zmieniać z kwadratem częstotliwości; np. jeżeli mamy pokryć zakres od f_1 do f_2, wtedy pojemność obwodu musi się zmieniać jak $\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2$. Ponieważ kondensatory zmienne posiadają pewną początkową pojemność, wobec tego stosujemy równoległe małe pojemności (trimmery) dla ustalenia zakresu.

Obliczenie tej dodatkowej pojemności jest proste; jeżeli stosunek skrajnych częstotliwości zakresu oznaczymy przez „n", wtedy całkowita pojemność początkowa określona będzie wzorem:

$$C_p = \frac{C_{max} - n^2 \, . \, C_{min}}{n^2 - 1}$$

C_{max}, C_{min} — maksymalna i minimalna pojemność kondensatora zmiennego.

Np. mamy pokryć zakres od 500 do 1500 kc/s (czyli $n = \frac{1500}{500} = 3$) kondensatorem

o pojemności $C_{min} = 20$ pF, $C_{max} = 500$ pF, wtedy całkowita pojemność początkowa:

$$C_p = \frac{C_{max} - n^2 . C_{min}}{n^2 - 1} = \frac{500-9.20}{9-1} = \frac{320}{8} = 40 \text{ pF}$$

zatem pojemność dodatkowa wyniesie:

$$C_0 = C_p - C_{min} = 40 - 20 = 20 \text{ pF}.$$

Przy określaniu pojemności w obwodach nastrojonych na jedną częstotliwość (wzmacniacze pośredniej) musimy wziąć pod uwagę ewentualne rozstrojenie obwodów przy wymianie lamp. Pojemności własne lamp włączone są równolegle do obwodów i dlatego zmiana ich wpływa niekorzystnie na selektywność.

W praktyce pojemności obwodów filtrów wstęgowych nie obiera się mniejszych niż 100 ÷ 200 pF; orientacyjnie oblicza się je ze wzoru:

$$C = (1{,}25 \div 2{,}5) \frac{f}{\Delta f} \cdot \Delta C$$

gdzie f — częstotliwość rezonansowa w kc/s,
$\triangle$ f — szerokość wstęgi w kc/s,
$\triangle$ C — zmiana pojemności lamp w pF.

Indukcyjność cewek obwodów obliczamy z równania na częstotliwość rezonansową:

$$L(\mu H) = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2 (kc/s) \cdot C(pF)} \quad . \quad (13)$$

Za f — wstawiamy np. najniższą częstotliwość, za C maksymalną pojemność obwodu.

Współczynnik dobroci obwodu.

Jak widzimy z poprzednich artykułów, selektywność i wzmocnienie zależą w dużej mierze od wsp. dobroci obwodu Q. Podawaliśmy tam również sposoby obliczania wpływu strat dodatkowych elementów na wypadkowe Q; dla zorientowania czytelników podamy niżej dane wzięte z praktyki:

	Q
1. Cewka nieekranowa wraz z zamontowanym kondensatorem zmiennym	125
2. Ta sama cewka jak w (1), ale umieszczona w kubku ekranującym	105
3. Obwód jak w (2), ale cewka połączona z kondensatorem za pośrednictwem przełącznika	93
4. Obwód jak w (3) podłączony do siatki lampy	83

Takie są normalne wpływy różnych czynników na jakość obwodu; w wielu wypadkach przy niestarannym montażu pogorszenie się dobroci obwodu jest jeszcze większe. Dla osiągnięcia jak najlepszych wyników musimy przestrzegać następujących wskazówek:

1. Przewody łączące cewkę z kondensatorem winny być możliwie najkrótsze, ponieważ powiększają one opór omowy obwodu nie zmieniając praktycznie indukcyjności.
2. Przewody łączące (punkt 1) winny być o grubości ok. 1 mm zarówno dla małych strat jak i dla uzyskania sztywnego montażu i ustalonych pojemności obwodu.
3. Kondensatory odsprzęgające o ile wchodzą w skład obwodu rezonansowego należy montować tak, jakby były przedłużeniem przewodów łączących.
4. Przełącznik cewek należy tak montować, aby unikać niepotrzebnie długich doprowadzeń.
5. Przestrzeń przeznaczona dla cewki powinna być jak największa (ekrany). Im większe odległości od części metalowych tym większe Q.
6. Przy falach krótkich należy nawijać cewki z odstępem międzyzwojowym równym około połowie średnicy przewodu; zmniejsza to w dużym stopniu straty dielektryczne w pojemnościach między zwojami.
7. O ile z braku miejsca odstęp między zwojami jest niemożliwy, należy stosować drut w izolacji bawełnianej, a nie w jedwabnej, chociażby to wymagało stosowania mniejszej średnicy miedzi. Straty w izolacji drutu mają wielkie znaczenie już dla częstotliwości ok. 10 Mc/s; wpływ ich jest większy, aniżeli zmniejszenie przekroju miedzi.
8. Dla częstotliwości powyżej 10 Mc/s cewki powietrzne są lepsze od cewek z rdzeniem. Dopuszcza się je jedynie dla łatwiejszej regulacji indukcyjności.

Sprostowanie

do art. „Europejska Konferencja Radiofoniczna" Radio nr 3/4, 1948, str. 15 p. 5.3.

Zamiast: „że wśród podpisujących zabrakło Austrii, Egiptu, Grecji, Islandii, Luxemburgu, Szwecji, Syrii, t. zn. na 32 państwa uczestniczące w konferencji plan i konwencję kopenhaską podpisało 25 państw."

winno być: „że wśród podpisujących zabrakło Austrii, Egiptu, Grecji, Islandii, Luxemburgu, Szwecji, Syrii, Turcji, t. zn. na 32 państwa uczestniczące w konferencji plan i konwencję kopenhaską podpisało 24 państwa".

Odrodzenie krótkofalarstwa polskiego

Rozporządzenie Ministra Poczt i Telegrafów o prywatnych radiostacjach amatorskich i doświadczalnych.

Dzień 30 października stał się datą przełomową w długiej już historii krótkofalarstwa polskiego. W dniu tym Minister Poczt i Telegrafów wydał rozporządzenie przywracające prawo posiadania i budowania radiostacji nadawczo - odbiorczych oraz nadawania i odbierania znaków telegraficznych, mowy, muzyki oraz obrazów. Przywrócenie działalności radioamatorów przychodzi po 9-letniej przerwie.

Podczas lat okupacji niemieckiej wielu radioamatorów pracowało dla Polski Podziemnej, utrzymując łączność i rozpowszechniając wiadomości. Liczni też oddali swe życie na posterunku.

Cieszymy się bardzo, że znany na całym świecie znak SP znowu pojawi się w eterze. Musimy jednak przypomnieć i kategorycznie podkreślić, że pierwszą i podstawową cechą radioamatora jest dyscyplina. Dyscyplina ta jest obwarowana różnymi prawnymi sankcjami, ale przede wszystkim radioamatorzy muszą sobie uświadomić, że jest ona po prostu warunkiem ich istnienia. Wiemy bowiem wszyscy jak dysputowane jest każde miejsce w eterze i jak jedna służba drugiej stara się zabrać jak najwięcej fal i jak każde państwo dąży do tego samego dla swych potrzeb. Na pasma radioamatorskie są przypuszczane szturmy na każdej międzynarodowej konferencji rozdziału fal. Pod żadnym pozorem nie można, przez nietrzymanie się ściśle wyznaczonych pasm, dawać w rękę argumentu przeciwnikom krótkofalarstwa.

Sprawy te są doskonale znane starszym krótkofalarzom, ale młodzi powinni wstąpić do szeregów z tą ideą dobrze zagruntowaną. W celu ułatwienia tych spraw Minister Poczt i Telegrafów będzie udzielał zezwoleń na posiadanie i używanie radiostacji — za pośrednictwem Polskiego Związku Krótkofalowców. P.Z.K. poddaje zainteresowanego krótkiemu, lecz koniecznemu egzaminowi, który pozwoli ustalić, czy umie on nadawać i odbierać znaki Morse'a (10 słów na minutę), czy ma podstawy elektro - i radiotechniki wystarczające dla obsługi urządzeń nadawczo - odbiorczych oraz czy zna i rozumie przepisy regulujące korespondencję radiową.

Ten egzamin każdy, we własnym interesie, uzna za celowy i rozsądny. Rozporządzenie Ministra P. i T. (Dziennik Ustaw Rzeczypospolitej Polskiej Nr 52) zawiera jeszcze szereg różnych przepisów, z którymi radzimy dokładnie się zapoznać, aby być w porządku ze wszystkimi formalnościami.

Pragniemy jednak wszystkich zainteresowanych zapewnić, że przepisy są nieliczne, bardzo łagodne i w pełni życiowe. Podobne obowiązują we wszystkich krajach radioamatorskich i są właśnie ramami, w których krótkofalarstwo może się świetnie rozwijać, jak to świadczy choćby ilość radiostacji nadawczych amatorskich, która sięga na całym świecie cyfry 100.000 i przewyższa znacznie liczbę wszystkich innych radiostacji razem wziętych.

Przywrócenie polskiego ruchu krótkofalarskiego trafia na bardzo podatny grunt. Kapitalna rola radia podczas wojny i zastosowanie w wielu dziedzinach życia wywołały trwałe zainteresowanie i zjednały nowe a liczne szeregi radioamatorów, którym trzeba tylko dać opiekę i kierunek, sprzęt i odpowiednio dostosowane wiadomości techniczne. Trudności i to znaczne będą w sprzęcie, ponieważ boryka się z nimi cały przemysł radiotechniczny. Zdolności i pomysłowość radioamatorów stwarza tutaj jednak ciekawe pole do popisu. Ponieważ poza tym krótkofalarstwo cieszy się życzliwym poparciem Rządu, więc mamy uzasadnioną nadzieję, że P.Z.K. przeprowadzi swoje postulaty w tej mierze w Państwowym Planie Inwestycyjnym. Zależy tu wiele od aktywności amatorów, lecz droga stoi otworem.

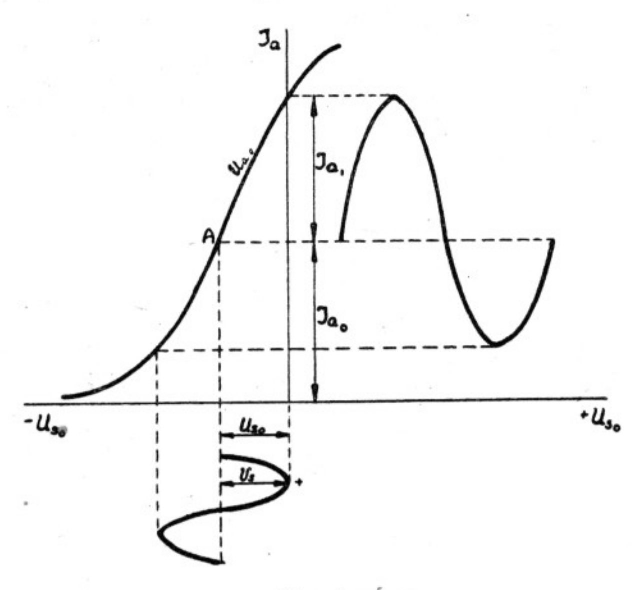
Musimy przy tym nadmienić, że nie jesteśmy zwolennikami produkowania gotowych nadajników i odbiorników. Kupić takie pudełka, włożyć wtyczkę do kontaktu i „grać" — to połowa satysfakcji. Prawdziwym amatorem — w pojęciu, które przetrwało jeszcze od pionierskich dni — jest ten, kto potrafi sam sobie zbudować aparaturę, korzystając, oczywiście, z elementów fabrycznych oraz rad i wskazówek z własnej prasy. Tak pojęte krótkofalarstwo korzystać będzie z największego poparcia, ponieważ spełnia ukryty w zezwoleniu cel pedagogiczny.

A więc radioamatorzy, starzy i nowi — do dzieła! „Radio" będzie was popierało, udzielało wskazówek, informowało, współpracowało. Piszcie do nas, donoście o swojej działalności, trudnościach i osiągnięciach. Zrzeszajcie się w Polskim Związku Krótkofalowców i niech znak SP rozbrzmiewa na wszystkich kontynentach z siłą R. 10!

Mgr Jan Zimowski

Obliczanie warunków pracy lamp nadawczych

Każdy krótkofalowiec dąży do wykonania nadajnika, który umożliwi mu stosunkowo małą mocą uzyskanie połączeń ze wszystkimi kontynentami. W przeważającej ilości przypadków wybór układu, lamp i sposób montażu opiera



Rys. 1.

się na zdaniu starszych kolegów - krótkofalowców lub czerpany jest z opisów zamieszczanych w prasie fachowej, przy czym opisy te podają zwykle, obok schematu, ogólne dane dotyczące montażu, strojenia i obsługi nadajnika, natomiast absolutnie nie uwzględniają warunków pracy lamp w danym układzie nadawczym.

Celem niniejszego artykułu jest podanie prostej metody obliczania warunków pracy lamp nadawczych, przy czym ograniczymy się do nadajników telegraficznych.

Dla określenia pracy lampy w charakterze generatora lub wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości należy znać:

> kształt impulsu prądu anodowego, szczytową wartość prądu płynącego przez lampę, składową stałą prądu anodowego, składową zmienną prądu o częstotliwości podstawowej, oraz harmonicznych, o ile wzmacniacz pracuje jako powielacz częstotliwości.

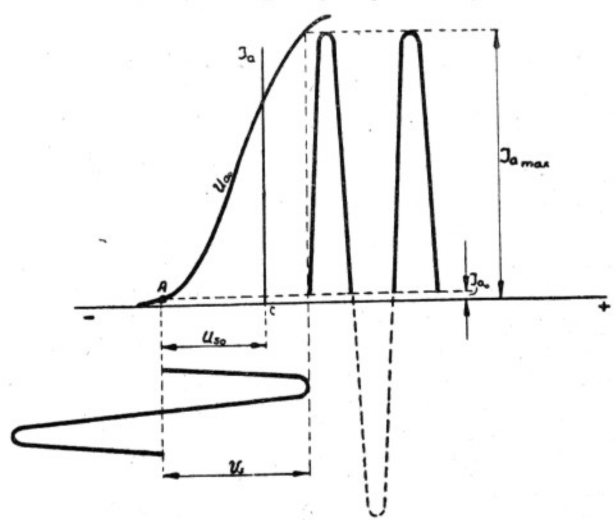
Celem zrozumienia przebiegów, o których będzie mowa, podaję wykresy napięć i prądów w lampie, oraz zasadniczy schemat wzmacniacza, przy czym dla uproszczenia przyjęto układ z triodą.

Wprowadzimy następujące oznaczenia:

U_{a0} — napięcie anodowe stałe.
V_a — amplituda składowej zmiennej nap. anod.
$V_{a\,(max)}$ — chwilowa wartość nap. anod.
$V_{a\,(min)}$ — chwilowa najniższa wartość nap. anod.
U_{s0} — stały ujemny potencjał siatki, (napięcie przesunięcia).
V_s — amplituda napięcia wzbudzającego.
U_s — chwilowy potencjał siatki.
$V_{s\,(max)}$ — największa dodatnia wartość chwilowa pot. siatki.
$I_{a\,(max)}$ — szczytowa wartość prądu anodowego.
$I_{s\,(max)}$ — szczytowa wartość prądu siatki.

Każda lampa nadawcza pracuje zasadniczo jako wzmacniacz mocy wysokiej częstotliwości. Wzmacniacze mocy dzielimy na trzy tzw. „klasy“, mianowicie klasę A, B i C, przy czym klasa A i B znajduje zastosowanie przede wszystkim w urządzeniach akustycznych (niskich) częstotliwości, natomiast kl. C — we wzmacniaczach częstotliwości radiowej (wysokiej), a więc takich, które posiadają obwody rezonansowe strojone w anodzie.

Każda z klas charakteryzuje się inaczej dobranym punktem pracy, tj. inną wartością



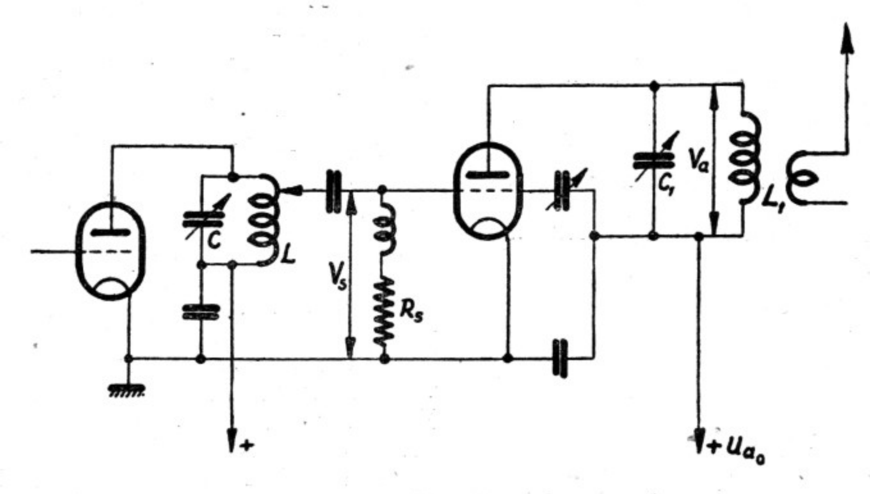
Rys. 2.

ujemnego napięcia siatki i odpowiadającą temu napięciu wielkością prądu anodowego, dla przyjętego napiącia anodowego. W klasie A ujemne napięcie siatki obieramy w granicach od $\frac{U_{a0}}{2\mu}$ do $\frac{3U_{a0}}{4\mu}$, gdzie μ jest współczynnikiem amplifikacji lampy. Punkt pracy leży wówczas m. w. w połowie prostoliniowej czę-

ści charakterystyki statycznej lampy (rys. 1). W klasie B lampy pracują na samym początku charakterystyki (rys. 2) przy tak dużym napięciu ujemnym Us_0 na siatce, że prąd anodowy jest bliski zeru. Wartość $U_{s0} = \frac{U_{a0}}{\mu}$. Prąd anodowy wzrasta wówczas, gdy na siatkę doprowadzimy pewne napięcie zmienne o amplitudzie $V_s > V_{s0}$. przy czym im to napięcie większe, tym większy chwilowy prąd anodowy lampy. Prąd płynie przez lampę tylko wówczas, gdy na siatkę działa dodatnia połówka napięcia V_s, zatem impulsami trwającemi ok. połowy okresu napięcia sterującego (napięcia zmiennego V_s).

siatkowym prąd siatki o wartości I_{s0}. Dlatego do sterowania lampy nadawczej potrzebna jest pewna moc wysokiej częstotliwości, którą należy dostarczyć z poprzedniego stopnia lub z własnego obwodu LC, przy oscylatorze samowzbudnym.

Dla określonej wartości ujemnego napięcia siatki wielkość prądu anodowego zależna jest od amplitudy napięcia sterującego V_s. Zatem stosunek składowej stałej prądu anodowego I_{a0} i składowej zmiennej I_{a1} w częstotliwości podstawowej, do maksymalnego prądu $I_{a\,(max)}$ zależy od okresu czasu, w którym płynie prąd przez lampę. Okres ten oznaczamy przez 2Θ i wyrażamy w stopniach kąta przepływu prądu



Rys. 3.

W klasie C punkt pracy przesunięty jest jeszcze bardziej w lewo, przy czym ujemne napięcie siatki ma wartość obieraną w granicach $\frac{2\,U_a}{\mu}$ do $\frac{4\,U_{a0}}{\mu}$. Napięcie sterujące dostarczane jest z obwodu LC, gdzie są wytwarzane zmienne napięcia o charakterze sinusoidalnym (rys. 3).

Pod wpływem tego napięcia zmiennego na siatce, każdemu dodatniemu półokresowi sinusoidy towarzyszy pojawienie się prądu anodowego o wartości szczytowej Ia (max), zatem podobnie jak w kl. B. prąd płynie przez lampę impulsami, których czas trwania jest jednak teraz krótszy. Ponieważ w obwodzie anodowym lampy włączony jest obwód rezonansowy L_1C_1, to z chwilą dostrojenia go do częstotliwości obwodu LC, staje się on stosunkowo dużym oporem dla tych impulsowo przepływających przez niego prądów, i w wyniku tego prąd anodowy spadnie, a na zaciskach obwodu powstanie spadek napięcia V_a. Objaw ten wykorzystujemy przy strojeniu nadajnika, ponieważ w momencie osiągnięcia rezonansu prąd anodowy jest najmniejszy.

Ponieważ przykładane napięcie sterujące V_s jest zwykle dość duże, pojawia się w obwodzie anodowego. (Rys. 4). Ponieważ prąd siatki jest niewielkim procentem całkowitego prądu emisyjnego, możemy wartość prądu anodowego wyrazić wzorem:

$$I_a = C\left(U_s + \frac{U_a}{\mu}\right)^\alpha \quad . \quad . \quad (1)$$

gdzie C jest stałą, $\alpha \cong {}^3/_2$.

Dla wartości chwilowych U_a i U_s mamy:

$$\left.\begin{aligned} U_s &= U_{s0} + V_s \,.\, \cos \omega t. \\ U_a &= U_{a0} + V_s \cos (\omega t + 180^0) = \\ &= U_{a0} - V_a \cos \omega t \,. \end{aligned}\right\} \quad . \quad (2)$$

Podstawiając (2) do (1) otrzymamy:

$$I_a = C\left[U_{s0} + V_s \cos \omega t + \right. \\ \left. + \frac{1}{\mu}\left(U_{a0} + V_a \cos \omega t\right)\right]^\alpha \quad . \quad (3)$$

albo

$$I_a = C\left[\left(U_{s0} + \frac{U_{a0}}{\mu}\right) + \left(V_s - \frac{V_a}{\mu}\right)\cos .\, \omega t\right]^\alpha \quad (4)$$

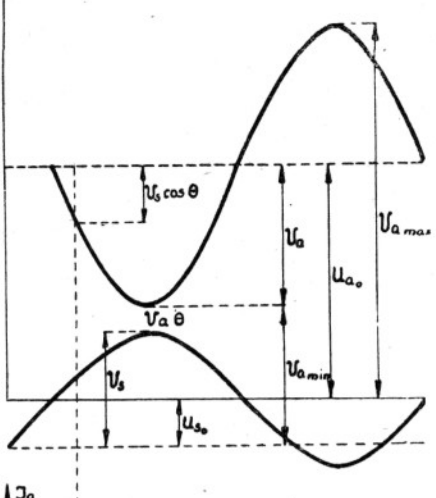
Układ pracuje w kl. C wówczas, gdy składowa stała $\left(U_{s0} + \frac{U_{a0}}{\mu}\right)$ jest ujemna.

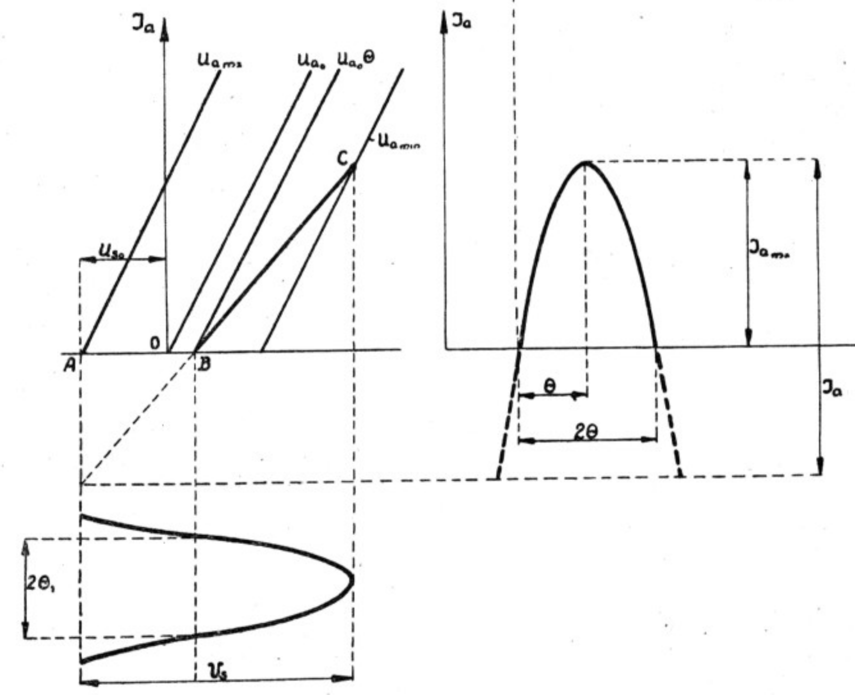
Przyrównując lewą stronę równania (4) do zera i rozwiązując, znajdziemy wartość cos. kąta przepływu prądu anodowego.

$$\cos \Theta = - \frac{U_{s0} + \frac{U_{a0}}{\mu}}{V_s - \frac{V_a}{\mu}} \quad . \quad . \quad (5)$$

W podobny sposób dla kąta przepływu prądu siatki Θ_1 znajdziemy

$$\cos \Theta_1 = - \frac{U_{s0}}{V_s} \quad . \quad . \quad (6)$$





Rys. 4.

W rozważaniach praktycznych wartość a można przyjąć równą jedności i przy tych założeniach stosunki $\frac{I_{s\,max}}{I_{a0}}$, $\frac{I_{a\,max}}{I_{a1}}$ oraz $\frac{I_{a1}}{I_{a0}}$ jako funkcje kąta Θ jak również $\frac{I_{s\,max}}{I_{s0}}$ jako f. kąta Θ_1 podaje wykres na rys. 5 i 6.

Przystępując do obliczania warunków pracy lampy w nadajniku przede wszystkim z jej charakterystyk wyznaczamy $I_{s\,max}$, oraz U_{s0} i V_s, a następnie obliczamy Θ_1. Znając wartość tego kąta, znajdziemy z wykresu na rys. 5 składową stałą prądu siatki I_{s0}. Potrzebną moc wzbudzenia obliczymy ze wzoru:

$$P = 0{,}9 \cdot I_{s0} \cdot V_s \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

Mając $V_{s\,max}$ oraz z równ. (5) wartość Θ, obliczymy potrzebne ujemne napięcie siatki, oraz I_{a0} i I_{a1}. Moc pobierana ze źródła napięcia anodowego jest równa:

$$P_1 = U_{a0} \cdot I_{a0} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (8)$$

zaś moc oddawana przez lampę,

$$P_2 = \frac{V_a \cdot I_{a1}}{2} \quad . \quad . \quad . \quad (9)$$

i moc strat $P_0 = P_1 - P_2$ . . . . . (10)

Ponieważ wartość V_a jest zawsze mniejsza od U_{a0}, więc stosunek $\frac{V_a}{U_{a0}} = \psi$ jest mniejszy od od jedności i nosi nazwę spółczynnika wykorzystania napięcia anodowego. Różnica $U_{a0} - V_a = V_{a\,min}$. powinna być w dobrze zaprojektowanym urządzeniu większa od $V_{s\,max} = V_s - |U_{s0}|$.

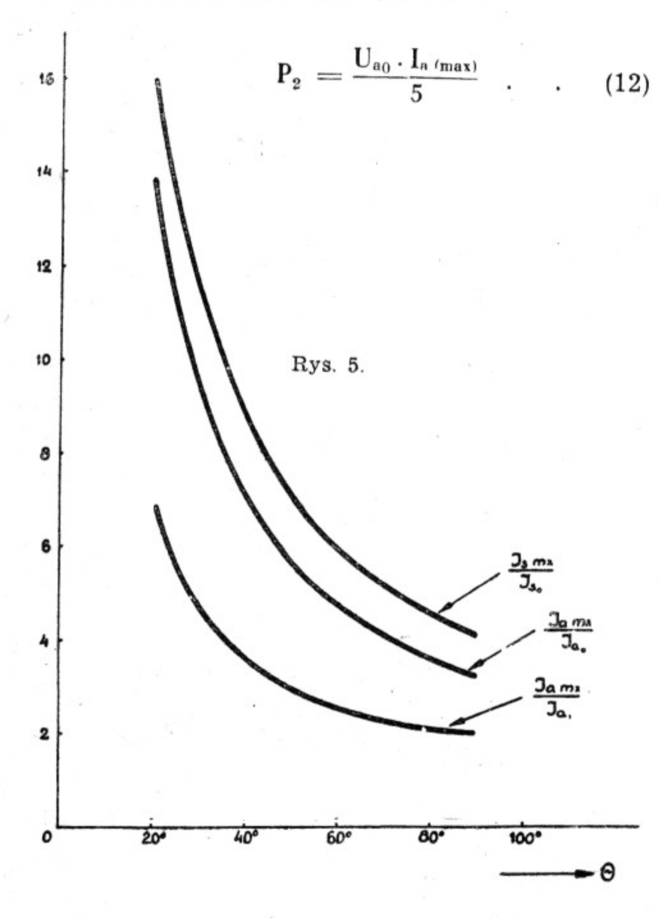
Ponieważ moc użyteczna lampy zależy od jej napięcia anodowego, należy napięcie to dobierać możliwie wysokie, w granicach dopuszczalnych dla lampy, przy możliwie niedużym napięciu ujemnym siatki. W przypadku gdy $V_{a\,min} = V_{s\,max}$ (tzw. przypadek krytyczny) wartość ψ obliczamy ze wzoru:

$$\psi = 1 - \frac{I_{a\,(max)}}{S \, . \, U_{a0}} \quad . \quad . \quad . \quad (11)$$

gdzie S — nachylenie lampy, a $I_{a\,(max)}$ w miliamperach! Aby zachować warunek $V_{a\,min} > V_{s\,max}$, należy przyjąć ψ trochę mniejsze od wyliczonego.

Najwyższą moc jaką można osiągnąć z danej lampy pozwala obliczyć wzór:

$$P_2 = \frac{U_{a0} \, . \, I_{a\,(max)}}{5} \quad . \quad . \quad (12)$$



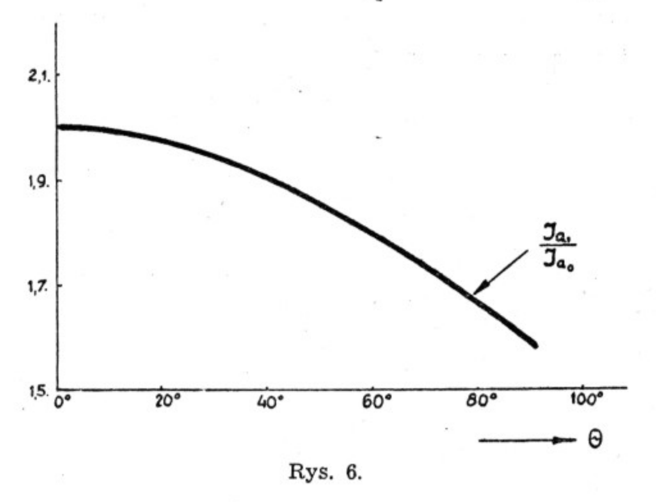
Rys. 5.

Napięcie zmienne w obwodzie anodowym ma wartość:

$$V_a = \psi \, . \, U_{a0} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (13)$$

Amplituda podstawowej harmonicznej prądu anodowego.

$$I_{a1} = \frac{2 P_2}{V_a} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (14)$$



Rys. 6.

Znając I_{a1} określamy z rys. 5 wartość Θ i dla tego samego kąta stosunek $\frac{I_{a\,(max)}}{I_{a0}}$, a stąd I_{a0}.

Moc pobierana przez anodę lampy będzie równa:

$$P_1 = U_{a0} \, . \, I_{a0}$$

a moc tracona w lampie

$$P_0 = P_1 - P_3.$$

Napięcie sterujące na siatce potrzebne do uzyskania żądanej mocy wyjściowej winno mieć wartość:

$$V_s = \frac{I_{a\,(max)}\,(mA)}{S\,(1 - \cos\Theta)} + \frac{V_a}{\mu} \quad . \quad (15)$$

zaś ujemne napięcie siatki:

$$U_s = - \frac{U_{a0}}{\mu} - \left(V_s - \frac{V_a}{\mu}\right) \cos\Theta \quad . \quad (16)$$

Szczytowa wartość prądu siatki

$$I_{s\,(max)} = 0{,}25 \, . \, I_{a\,max} \sqrt{\frac{V_{s\,max}}{V_{a\,min}}} \quad . \quad (17)$$

Kąt przepływu prądu siatki

$$\cos\Theta_1 = \frac{U_{s0}}{V_s}$$

Dla znalezionej wartości Θ_1 wyznaczamy z rys. 5 stosunek $\frac{I_{s\,max}}{P_s}$, a stąd i I_{s0}.

Pozostaje obliczyć P_s oraz wartość oporu upływowego siatki R_s. Ponieważ ujemne napięcie na siatce powstaje wskutek przepływu prądu siatki Is_0 przez opór upływowy, jego wielkość obliczymy na podstawie prawa Ohma

$$R_s = \frac{U_{s0}}{I_{s0}}.$$

Przykład.

Lampa Philips'a TB 2/500. Dane katalogowe: $U_{a0} = 2000$ V. Moc admisyjna $P_a = 300$ watów. $S = 7$ mA/V $\mu = 30$. Żądana moc wyjściowa $P_2 = 500$ watów.

Obliczamy przede wszystkim $I_{a\,(max)}$.

$$I_{a\,(max)} = \frac{5.500}{2000} = 1,25 \text{ amp.}$$

stąd

$$\psi = 1 - \frac{1,25 \,.\, 10^3}{7 \,.\, 2000} = 0,91$$

ponieważ jest to wartość krytyczna, należy przyjąć mniejszą aby $V_{a\,min} > V_{s\,max}$. Zakład. $\psi = 0,85$ a wówczas $V_a = 0,85 \,.\, 2000 = 1700$ woltów.

W tych warunkach $I_{a1} = \frac{2.500}{1700} = 0,588$ amp.

oraz $\frac{I_{a\,(max)}}{I_{a1}} = \frac{1,25}{0,588} = 2,1.$

Dla tej wartości z rys. 5 znajdujemy, że Θ = ok. 78^0 i $\cos\Theta = 0,2$. (z tabl. trygon.), oraz

$$\frac{I_{a\,(max)}}{I_{a0}} = 3,5 \quad \text{i} \quad I_{a0} = 0,36 \text{ amp.}$$

Moc doprowadzona do lampy $P_1 = 0,36 \,.\, 2000 = 720$ W, a moc tracona $P_0 = 720 - 500 = 220$ W < 300.

Napięcie sterujące potrzebne w tych warunkach:

$$V_s = \frac{1250\,(mA)}{7\,(1 - 0,2)} + \frac{1700}{30} = 280 \text{ woltów,}$$

a ujemne napięcie siatki

$$U_{s0} = -\frac{2000}{30} - \left(280 - \frac{1700}{30}\right) . \, 0,2 = -115 \text{ V.}$$

Stąd $V_{s\,max} = 280 - 115 = 165$ V.

$V_{a\,min} = 2000 - 1700 = 300$ V.

$$\text{oraz } I_{s\,max} = 0,25 \,.\, 1,25 \sqrt{\frac{165}{300}} = 0,22 \text{ amp.}$$

$$\cos\Theta_1 = \frac{115}{280} = 0,4, \text{ a } \Theta_1 = 66^0.$$

Z rys. 5 dla $\Theta_1 = 66^0$ mamy:

$$\frac{I_{s\,max}}{I_{s0}} = 5,3 \quad \text{stąd } I_{s0} = \frac{0,22}{5,3} = \text{ok. } 0,04 \text{ amp.}$$

Moc wzbudzenia $P_s = 0,9 \,.\, 0,04 \,.\, 280$ = ok. 10 watów.

$$\text{zaś } R_s = \frac{115}{0,04} = \text{ok. } 3000\ \Omega.$$

Aby obwód L_1C_1 spełniał swoje zadanie pod względem dopasowania, i aby na jego zaciskach powstało żądane napięcie V_a, jego oporność musi być równa:

$$R_a = \frac{V_a}{I_{a1}}$$

i jest ona zależna od pojemności, oraz indukcyjności składowych tego obwodu, w myśl równania $R_a = \frac{L}{CR}$. Ponieważ oporność omowa R jest b. mała, można ją w praktyce pominąć. Indukcyjność zwykle dobrana jest na stałe, zaś zmianę częstotliwości uzyskuje się przez zmianę pojemności obwodu. Wprowadza to jednak zmianę oporności obwodu. Najkorzystniejszą opornością jest taka, przy której otrzymujemy maksimum prądu w obwodzie przy danej częstotliwości. Należy zatem albo zgóry obliczyć L i C obwodu na maksimum wydajności przy założonej częstotliwości, albo zastosować zmianę sprzężenia z obwodem drgań, przez zmianę ilości zwojów cewki włączonych w obwód anodowy. Liczba zwojów cewki połączonych z kondensatorem i tworząca wraz z nim obwód drgań, pozostaje bez zmian, zmianie ulega tylko ilość zwojów dołączonych przy pomocy odczepu do anody lampy. Przy zmianie częstotliwości należy dobrać nowe położenie odczepu na cewce.

Wykres na rys. 7 podaje najkorzystniejsze wartości L i C obwodu w zależności od częstotliwości i warunków pracy lampy. Przede wszystkim należy obliczyć współczynnik „k", którego wielkość znajdziemy, mając napięcie anodowe U_{a0} przy którym lampa pracuje, oraz prąd anodowy I_{a0} w mA. Dla poprzednio podanego przykładu z lampą TB2/500 otrzymaliśmy, że $U_{a0} = 2000$ V, a $I_{a0} = 360$ mA (0,36 amp.), stąd $k = \frac{2000}{360}$ = ok. 5,5. Prowadząc prostopadłą z punktu $k = 5,5$ do przecięcia się z prostymi L i C na wykresie, znajdziemy na osi pionowej odpowiednie wartości na 1 mtr dług. fali. Mnożąc otrzymane wartości przez długość fali, na którą ma być dostrojony obwód, otrzymamy wymagane wartości L i C, które korygujemy odpowiednio do zasto-

sowanego układu. A więc np. przy fali dług. 20 mtr. i układzie (I) pojemność obwodu winna być równa ok. 50 pF, a indukcyjność 2,7 μH.

Powyższe rozważania odnosiły się do przypadku, gdy w nadajniku zastosowana była lampa jednosiatkowa.

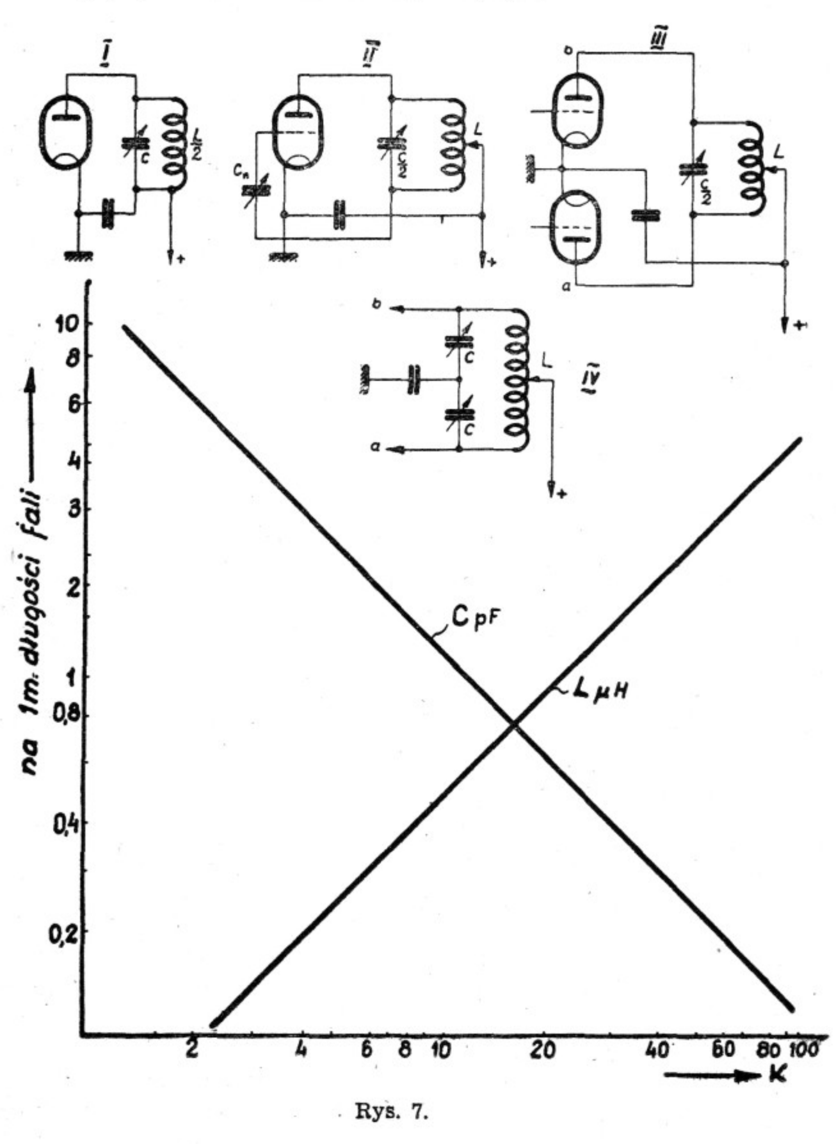
W lampach wielosiatkowych prąd anodowy można z dużym przybliżeniem uważać za niezależny od napięcia anodowego i jego zmian. W obliczeniach przyjmujemy, że

$$I_a = S\left[V_s - U_{s0} + \frac{U_e}{\mu'}\right]$$

gdzie U_e — napięcie siatki osłonnej.

μ' — współcz. amplif. „siatka 1 ÷ siatka 2"

Przebiegi zmienne zachodzą na charakterystyce statycznej lampy, a ta zależy od U_e, i dlatego wykres charakterystyk lampy podawany jest w zależności od tego napięcia.



Rys. 7.

Charakterystyki przebiegają prawie prostoliniowo, ponieważ siatka osłonna ma zawsze potencjał dodatni, i są znacznie przesunięte w lewo, dzięki czemu pełne wykorzystanie lampy zachodzi przy małych wartościach dodatnich napięć sterujących siatkę, a więc i małym prądzie siatki. Stąd i moc potrzebna do wzbudzenia jest mała.

Pewną wadą w porównaniu z triodą, jest mniejszy spółczynnik wykorzystania napięcia anodowego. Jego wartość oblicza się ze wzoru:

$$\psi = \frac{U_{a0} - U_e}{U_{a0}} \quad . \quad . \quad . \quad (18)$$

Przyjmując z góry kąt przepływu prądu anodowego, znajdujemy z wykresu na rys. 8 wartości współczynników charakterystycznych $\alpha_0 = \frac{I_{a0}}{I_{a\,max}}$ i $\alpha_1 = \frac{I_{a1}}{I_{a\,max}}$, a następnie ψ i sprawność generatora:

$$V = \frac{\psi \cdot \alpha_1}{2\alpha_0} \quad . \quad . \quad . \quad (19)$$

Największa moc pobierana w tych warunkach ze źródła napięcia anodowego jest równa:

$$P_1 = \frac{P_{adm}}{1 - \eta} \quad . \quad (20)$$

Ponieważ moc strat winna być niższa od mocy admisyjnej katalogowej P_{adm}., podstawiamy zamiast niej wartość o ok. 10% mniejszą.

Moc użyteczna lampy

$$P_2 = P_1 - P_0$$

Składowa prądu anodowego

$$I_{a0} = \frac{P_1}{U_{a0}} \quad . \quad (21)$$

a wartość szczytowa

$$I_{a\,max} = \frac{I_{a0}}{\alpha_0} \quad . \quad (22)$$

Amplituda skład. zmiennej podstawowej harmonicznej prądu anodowego będzie

$$I_{a1} = \alpha_1 \cdot I_{a\,(max)} \quad . \quad (23)$$

W tych warunkach amplituda napięcia wzbudzenia na siatce lampy winna mieć wartość:

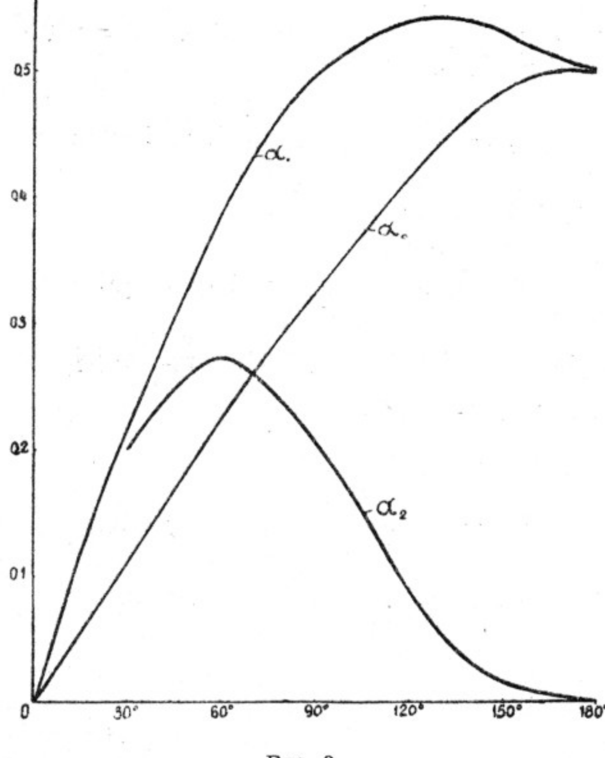
$$V_s = \frac{I_{a\,(max)}}{S\,(1 - \cos\Theta)} + \frac{U_e}{\mu'} \quad (24)$$

przy czym $I_{a\,(max)}$ w miliamperach, zaś ujemne napięcie siatki kierującej

$$U_{s0} = -\left[\frac{I_{a\,(max)}\,.\cos\Theta}{S\,(1 - \cos\Theta)} + \frac{U_e}{\mu'}\right] \quad (25)$$

Największa różnica potencjałów między siatką i katodą lampy odpowiada ujemnej amplitudzie napięcia wzbudzenia.

$$|V_{s\,(max)}| = V_s + U_{s0}$$



Rys. 8.

Ponieważ siatka osłonna posiada stały potencjał dodatni, więc maksymalna różnica potencjałów sąsiednich elektrod zmniejsza się w chwili najniższego potencjału siatki. W lampie ekranowanej różnica ta między siatkami jest równa:

$$V_{se} = V_{s\,(max)} + U_e$$

Prócz tego występuje również napięcie między anodą a siatką osłonną, którego najwyższa wartość wynosi:

$$V_{ae} = (1 + \varphi)\,.\,U_{a0} - U_e = 2\varphi\,.\,U_{a0}$$

W pentodach występuje nadto różnica potencjałów między anodą a siatką chwytną o wartości maksymalnej

$$V_{as_3} = (1 + \varphi)\,U_{a0} + U_{s3}$$

Prąd siatki i moc wzbudzania obliczamy podobnie jak w przypadku lampy trójelektrodowej.

Przykład I.

W generatorze obcowzbudnym (wzmacniaczu mocy) pracuje pentoda Philips'a PE 1/80, której dane katalogowe są następujące: $U_{a0} = 1000$ V, $U_e = 100 - 500$ V, $P_{adm} = 35$ W. $S = 2{,}5$ mA/V, $\mu' = 3{,}8$ V/V, $U_{s3} = 0$ woltów.

Przyjmujemy następujące warunki pracy tej lampy w nadajniku: $U_{a0} = 1000$ V. $U_e = 200$ V. $\Theta = 80^0$. Z wykresu znajdujemy, że $\alpha_0 = 0{,}28$. $\alpha_1 = 0{,}47$. Nadto $P_0 = 30$ W.

Stąd

$$\psi = \frac{1000 - 200}{1000} = 0{,}8 \text{ i } \eta = \frac{0{,}8\,.\,0{,}47}{2\,.\,0{,}28} = 0{,}67.$$

Moc pobierana przez lampę

$$P_1 = \frac{30}{1 - 0{,}67} = \text{ok. } 100 \text{ W}.$$

Zaś moc użyteczna

$$P_2 = 100 - 30 = 70 \text{ W}.$$

W tych warunkach amplituda składowej stałej prądu anodowego wynosi:

$$I_{ao} = \frac{100}{1000} = 0{,}1 \text{ A}.$$

oraz

$$I_{a\,(max)} = \frac{0{,}1}{0{,}28} = 0{,}38$$

zaś

$$I_{a1} = 0{,}47\,.\,0{,}38 = 0{,}18 \text{ A}.$$

Amplituda napięcia wzbudzenia, jakie winien dostarczyć generator sterujący, winna mieć wartość:

$$V_s = \frac{380 \text{ (mA)}}{2{,}5\,(1 - 0{,}17)} + \frac{200}{3{,}8} = 242 \text{ V}$$

a ujemne napięcie siatki

$$U_{s0} = -\left[\frac{380\,.\,0{,}17}{2{,}5\,(1 - 0{,}17)} + \frac{200}{3{,}8}\right] = -82 \text{ V}$$

$$V_{a\,(min)} = 1000 - 800 = 200 \text{ V}.$$
$$V_{s\,(max)} = 242 - |82| = 160 \text{ V}.$$

Szczytowa wartość prądu siatki

$$I_{s\,(max)} = 0{,}25 \, . \, 0{,}38 \sqrt{\frac{160}{200}} = \text{ok. } 50 \text{ mA}.$$

$$\text{Cos } \Theta_1 = \frac{82}{242} = 0{,}35 \text{ stąd } \Theta_1 = 69^0.$$

Z wykresu znajdujemy teraz $\frac{I_{s\,(max)}}{I_{s0}} = 5.$,

więc I_{s0} = ok. 9 mA. Moc potrzebna do wysterowania lampy

$$P_s = 0{,}9 \, . \, 0{,}009 \, . \, 242 = \text{ok. } 1{,}9 \text{ W}.$$

a opór wpływowy siatki winien mieć wartość:

$$R_s = \frac{82}{0{,}009} = 9100 \, \Omega$$

Przykład II.

Lampa PC 1/50. Obecnie z góry żądamy, aby moc oddawana przez lampę była równa 50 W. Przyjmujemy na podstawie, danych katalogowych: U_{a0} = 1000 V., U_e = 250 V. $\Theta = 75^0$, P_{adm}. 30 W, $\mu' = 3$ i S = 2.

Współczynnik wykorzystania napięcia anodowego

$$\phi = \frac{1000 - 250}{1000} = 0{,}75$$

i wówczas V_a = 0,75 . 1000 = 750 V.

Ponieważ wg. założenia moc użyteczna lampy ma być równa 50 W, zatem

$$I_{a1} = \frac{2 . 50}{750} = \text{ok. } 0{,}13 \text{ amp}.$$

Z wykresów przy $\Theta = 75^0$ mamy: $\alpha_1 = 0{,}45$ i $\alpha_0 = 0{,}27$ a stąd $I_{a\,(max)} = 0{,}28$ i $I_{a0} = 0{,}076$ amp.

Moc P_1 = 0,076 . 1000 = 76 W., a moc strat P_0 = 76 — 50 = 26 W, co jest mniej od mocy admisyjnej.

Amplituda wzbudzenia (cos 75⁰ = 0,26)

$$V_s = \frac{280}{2\,(1 - 0{,}26)} + \frac{250}{3} = 272 \text{ V}$$

a ujemne napięcie siatki

$$U_{s0} = -\left[\frac{280 \, . \, 0{,}26}{2\,(1 - 0{,}26)} + \frac{250}{3}\right] = - 132 \text{ V}.$$

Ponieważ, jak łatwo sprawdzić, $U_{a\,min}$ = 250 V. a $U_{s\,max}$ = 140 V więc

$$I_{s\,max} = 0{,}25 \, . \, 0{,}28 \sqrt{\frac{140}{250}} = 0{,}05 \text{ amp}.$$

Kąt przepływu prądu siatki

$$\cos \Theta_1 = \frac{132}{272} = 0{,}5 \text{ i } \Theta_1 = 60^0$$

i dla tej wartości kąta mamy $\frac{I_{s\,max}}{I_{s0}} = 5{,}5$,

zatem I_{s0} = 9 mA.

Moc wzbudzenia

$$P_s = 0{,}9 \, . \, 0{,}009 \, . \, 272 = 2{,}2 \text{ W},$$

$$\text{a } R_s = \frac{132}{0{,}009} = \text{ok. } 15000 \, \Omega.$$

Powyższe rozważania dotyczyły warunków pracy lamp we wzmacniaczach mocy niemodulowanych, pracujących bez powielania częstotliwości, z pominięciem generatorów sterujących.

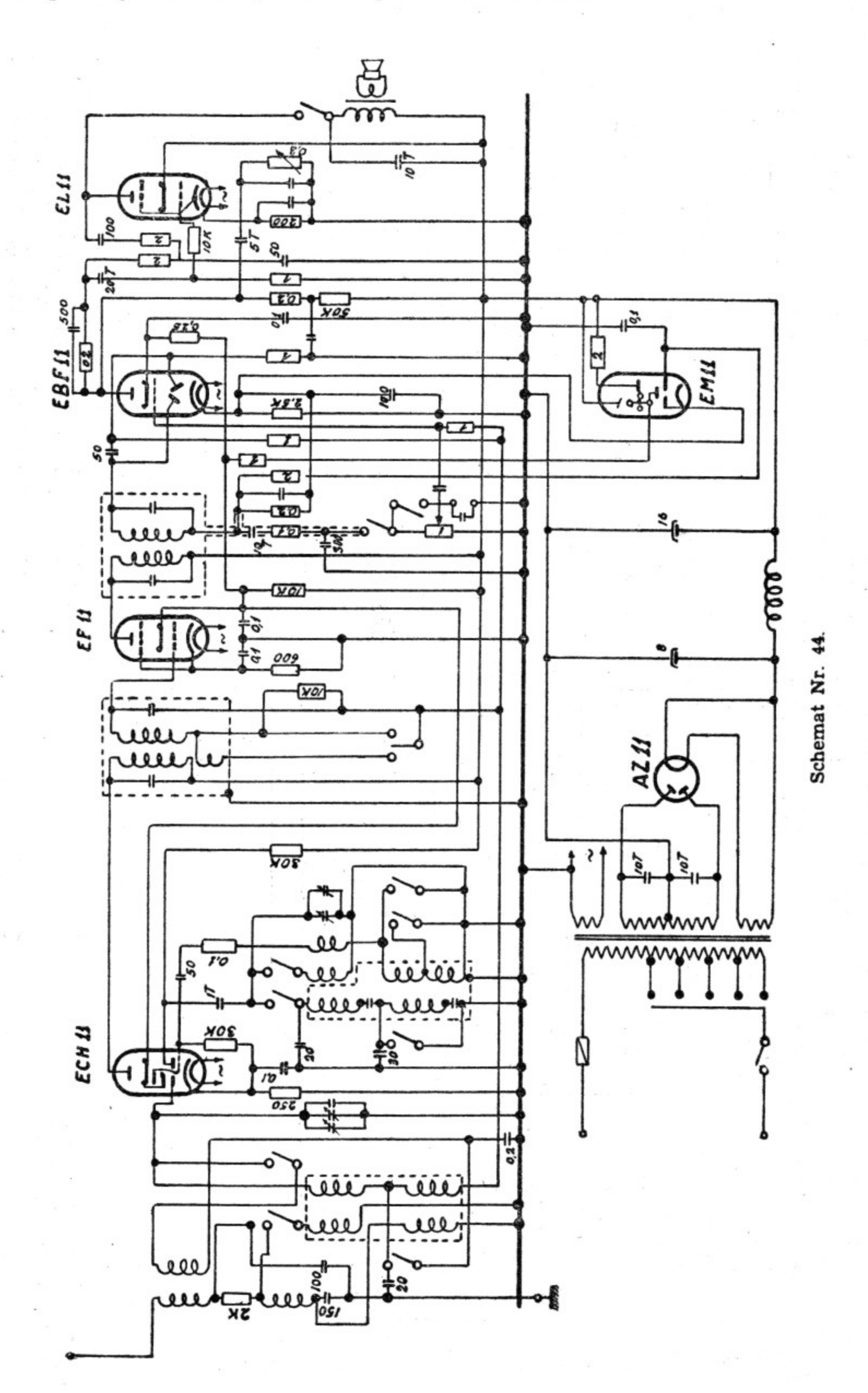
Przegląd schematów

Schemat Nr 44 przedstawia układ odbiornika Stassfurt „Imperial 60 WK“, który ukazał się u nas w sprzedaży. Odbiorniki te pochodzą z obecnej produkcji niemieckiej i zostały otrzymane w charakterze udziału Polski w odszkodowaniach wojennych.

Jest to super 5-lampowy, 6-obwodowy, na lampach serii E 11 („stalowej“). Na wejściu pojedynczy obwód strojony, z eliminatorem stacji lokalnej oraz częstotliwości pośredniej w antenie. Pierwszy filtr wstęgowy pośredniej częstotliwości ma dwa przełączane stopnie sprzężenia — dwa stopnie selektywności, drugi filtr jest stały. Podwójna dioda daje napięcie wyprostowane dla automatyki, która obejmuje nie tylko, jak zwykle, stopień przemiany częstotliwości z lampą ECH11 i stopień wzmocnienia pośredniej częstotliwości z lampą EF11 (automatyka wsteczna), lecz także i stopień wzmocnienia częstotliwości akustycznej z lampą EBF 11 (automatyka wprzód), dzięki czemu wyrównanie zaników jest bardzo skuteczne. Druga dioda wydobywa modulację oraz służy do wysterowania oka magicznego EM 11.

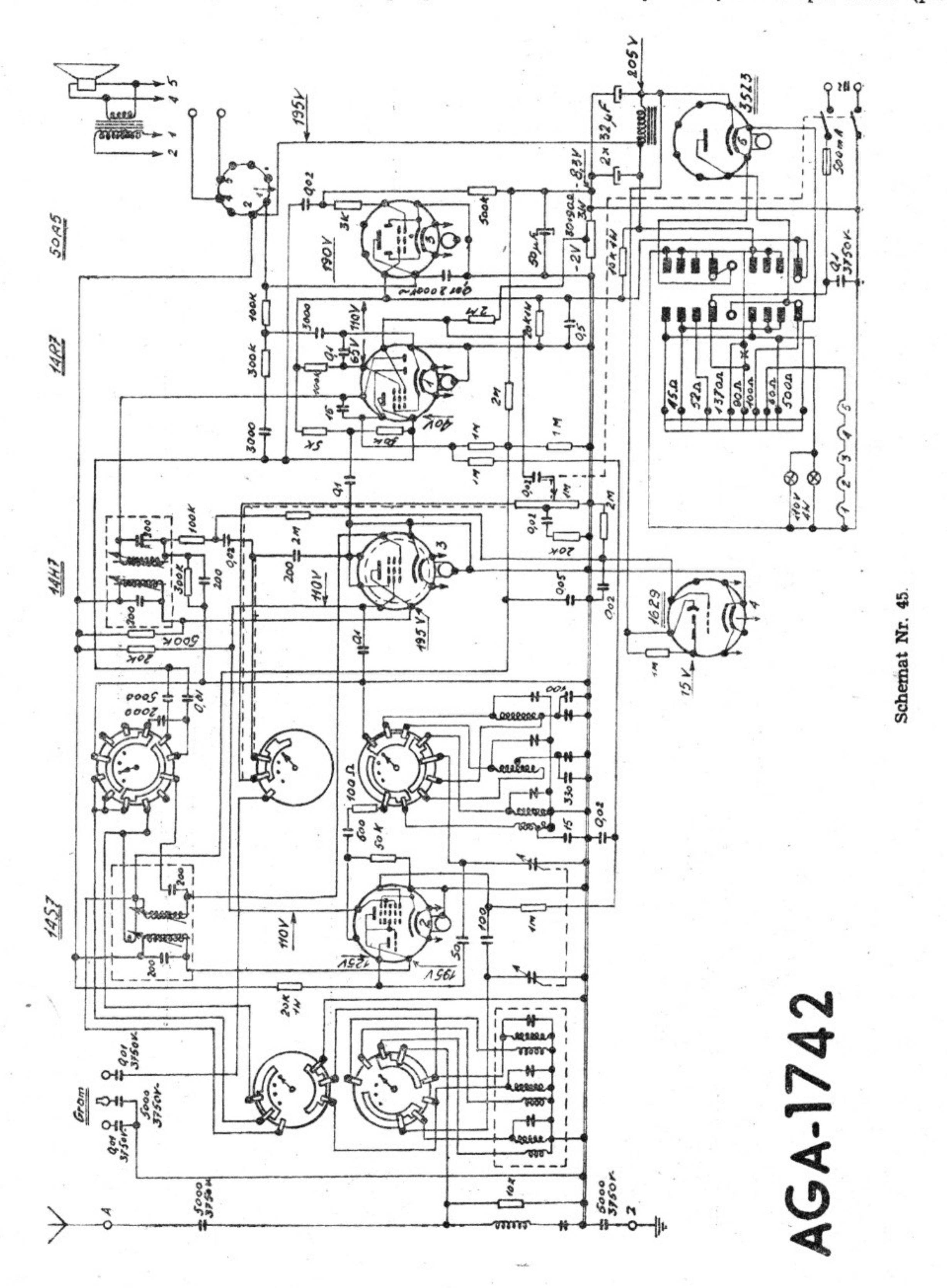
Między anodą, lampy EBF 11 a anodą lampy głośnikowej EL 11 mamy mostek ujemnego sprzężenia zwrotnego, które służy dla zmniejszania zniekształceń oraz wyrównania częstotliwości; tutaj również odbywa się regulacja barwy tonu potencjometrem 0,3MΩ. Stopień końcowy z lampą EL 11 oraz część prostownicza z lampą AZ 11 jest najzupełniej konwencjonalna z tym, że uzwojenie wzbudzenia głośnika służy za dławik filtru.

Częstotliwość pośrednia odbiornika wynosi 477 kc.



Schemat Nr. 44.

Na schemacie Nr 45 jest przedstawiony układ odbiornika AGA 1742. Jest to super uniwersalny, produkcji szwedzkiej, pracujący na lampach amerykańskich serii 150 mA. Posiada 6 obwodów, 3 normalne zakresy fal, 4-ry lampy, plus magiczne oko i lampa prostownicza. W przedobwodzie znajduje się filtr, zwierający antenę na częstotliwość pośrednią 463 kc/s. Na wejściu — pojedynczy obwód strojony oraz mieszacz na lampie 14S7 (heptoda — trioda). Wzmocnienie pośredniej częstotliwości odbywa się na lampie 14H7 (pen-



Schemat Nr. 45.

toda). Lampa 14R7 (duodioda - pentoda) prostuje prądy wielkiej częstotliwości, a następnie wzmacnia napięciowo prądy niskiej częstotliwości. Jako wzmacnicz mocy pracuje lampa 50A5 (pentoda strumieniowa). Pomiędzy anodami lamp 50A5 i 14R7 jest zastosowane ujemne sprzężenie zwrotne. Jednym przełącznikiem nastawiamy pożądaną barwę tonu oraz selektywność, regulując ujemne sprzężenie zwrotne oraz szerokość wstęgi w pierwszym filtrze pośredniej częstotliwości.

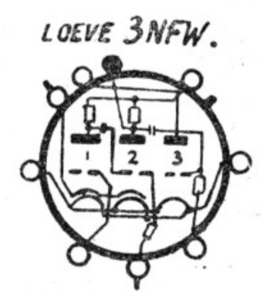
Odbiornik przystosowany jest do zasilania z sieci prądu zmiennego i stałego. Wszystkie lampy są żarzone bezpośrednio z sieci poprzez opór redukcyjny z odgałęzieniami. W obwodzie zasilającym są 2 równoległe gałęzie. Jedna z nich stanowi szeregowe połączenie włókien lamp 1, 2, 3, 4 i 5 poprzez odgałęzienie 60Ω i 500 Ω, następnie przez włókno lampy 6-ej (prostowniczej 35Z3) na drugi biegun sieci. Druga gałąź stanowi oświetlenie aparatu, składające się z równolegle połączonych żarówek na 110 V/4 W poprzez opór redukcyjny z odgałęzieniami na 1370 Ω, 52 Ω i 45 Ω.

Filtr zasilacza składa się z dławika i podwójnego kondensatora elektrolitycznego 2 × 32 μF.

M. W.

Odpowiedzi Redakcji

Margol J., W-wa. — Przybliżone obliczenie cewki dało dobre rezultaty z założeniem, że pojemność kondensatora strojeniowego wynosi 500 pF. Łatwy sposób wykonania cewek znajdzie P. w Nr 46 i 47 tyg. „Radio i Świat" z rb.



Spychalski Jędrzej, Gdynia. — Lampa 3NFW jest potrójną triodą o 8 + 1 nóżkach liczonych w lewo od prowadnika; rozmieszczenie nóżek pokazane jest na rysunku. Załączenie dodatkowego głośnika w odbiorniku „AGA" z możnością wyłączania pierwszego, wymaga zastosowania specjalnego wyłącznika.

Filipow Jan, Świdnica. — Na zakresie 60—100 m nie pracują stacje foniczne, nadające stały program taki, jak to ma miejsce na innych zakresach. Cewki siatkowe i reakcyjne dla tego zakresu, wykonane na cylindrze o średnicy 30 mm, powinny mieć 30 zwoi i 10 zwoi.

Wyciechowski, Pruszków. — W czterolampowym (3 + 1) odbiorniku jednoobwodowym f-my Echo mogą być zastosowane lampy: AF3, AF7, AL1 i AZ1.

Boguszewski, Boernerowo. — Transformator z głośnikiem uważa się za dopasowany do wyjścia lampy głośnikowej, jeśli oporność mierzona na pierwotnym uzwojeniu transformatora dla 1000 okresów równa się oporności zewnętrznej lampy podawanej w katalogach jako „Ra". Uwypuklenie niskich częstotliwości przez głośnik może być wywołane silnym rezonansem membrany, który często ma miejsce dla częstotliwości ok. 200 okresów/sek.

Gonet Jan, Korczyna. — Prosty odbiornik bateryjny jednolampowy może P. zbudować na podstawie schematu i opisu odpowiedniego wzmacniacza detektorowego z Nr 7 i 8 tyg. „Radio i Świat" z rb.

Włodzisz Leokadia, Solniki. — Typy lamp do opisanego przez P. odbiornika możemy podać po otrzymaniu dodatkowych danych, dotyczących rodzaju i ilości podstawek oraz ilości kap na główki lampowe.

Gorzywski Tadeusz, Garbatka. — W odbiorniku Nora W29 należy zastosować następujące lampy: EBF11; EBF11; ECL11; AZ11. Podany przez P. typ V29 jest nam nieznany.

Michalec Marian, Świątniki Górne. — Adapter wysokoomowy, pracujący na miejscu membrany gramofonowej, można włączyć na wejście wzmacniacza bezpośrednio lub przez kondensator do 0,1 μF. Adaptery niskoomowe wymagają zastosowania transformatora w celu zamknięcia obwodów na oporności dopasowujące.

Woźniczak Andrzej, W-wa. — Cewki dla zakresu krótkofalowego 50—100 m powinny mieć: siatkowa 30 zwoi, anodowa w oscylatorze 40 zwoi, siatkowa w oscylatorze 25 zw. Odbiór w pasie 10—20 m jest b. wątpliwy ze względu na niedostateczną czułość aparatu.

Więckowski J., Józefów. — Przystawkę krótkofalową należy włączyć pomiędzy gniazda antenowe i uziemienia w odbiorniku. Całość pracuje z anteną, załączoną na wejście przystawki.

Cieślik Eugeniusz, Łódź. — Prawidłowe funkcjonowanie przyrządu do pomiaru indukcyjności zależy od starannego doboru części i montażu zgodnego z opisem. Ekranowanie przewodów nie jest konieczne.

Josek Czesław, Gliwice. — Układ cokołu i dane lampy RV12P4000 podaliśmy w Nr 9 mies. „Radio" z 46 r. Lampa ta może być zastosowana w odbiorniku D.K.E. zamiast RV12P2000 po zmianie oporu redukcyjnego z 2240 omów na 900 omów.

Kiziukiewicz St., Jelenia Góra. — Schematu i opisu nadajnika krótkofalowego 10WSG prawdopodobnie typu wojskowego nie posiadamy.

Wilford Dionizy, Tłuszcz. — Lampy RV12P2000 nie można żarzyć z akumulatora, składającego się z 3-ch ogniw dwuwoltowych, ponieważ żarzenie tych lamp wynosi 12,6 wolta napięcia stałego lub zmiennego.

KUPON Nr 21

na odpowiedź w »Radio«

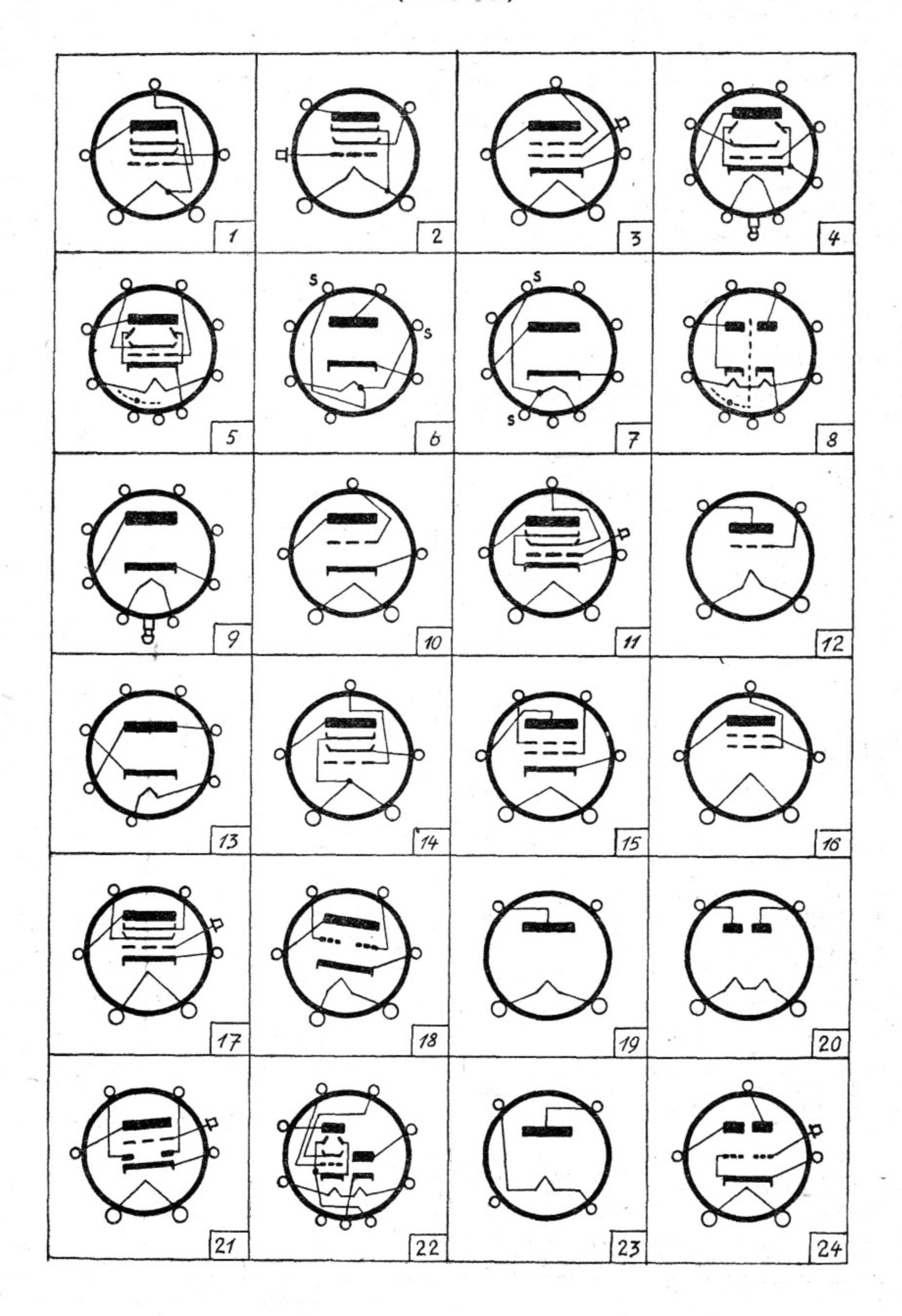
Nazwisko ....

Adres ....

....

Lampy amerykańskie

(Dalszy ciąg)



Typ	Rodzaj	Zastosowanie	Cokół	Uż V	Jż A	Ua V	$-U_{s_1}$ V	U_{s_2} V	Ja m/A	J_{s_2} m/A	S mA/V	g	Ri KΩ	Ra KΩ	Pa W	Pw W
33	4	9	1	2.0	0.26	135 180	13.5 18	135 180	14.5 22	3 5	1.45 1.7	70 90	50 55	7 6	— —	0.7 1.4
34	4v	1	2	2.0	0.06	67.5 135 180	3 3 3	67.5 67.5 67.5	2.7 2.8 2.8	1.1 1.0 1.0	0.56 0.6 1.0	224 360 620	400 600 1000	— — —	— — —	— — —
35	3v	1	3	2.5	1.75	180	3	90	6.3	2.5	1.02	305	300	—	—	—
35A5	3F	9	4	35	0.15	110	7.5	110	40	3	5.8	—	14	2.5	—	1.5
35L6-GT/G	3F	9	5	35	0.15	200	8	110	41	—	5.9	—	14	14	—	3.3
35W4	9	12	6	35	0.15	117	—	—	80	—	—	—	—	—	—	—
35Y4	9	12	7	35	0.15	250	—	—	100	—	—	—	—	—	—	—
35Z4	9+9	12	8	35	0.15	235	—	—	100	—	—	—	—	—	—	—
35Z3-LT	9	12	9	35	0.15	117 250	—	—	100 100	—	—	—	—	—	—	—
36	3	1	3	6.3	0.3	100 135 180	1.5 1.5 3	55 67.5 90	1.8 2.8 3.1	1.7 — —	0.85 1.0 1.05	470 475 525	0.55 0.475 0.5	— — —	— — —	— — —
37	2	2;4; 7T	10	6.3	0.3	90	6	—	2.5	—	—	9.2	10	—	—	—
38	4	9	11	6.3	0.3	100	9	100	7	1.2	0.875	120	130	13.5	—	1.0
40	2	4W 7W	12	5.0	0.25	135 180	1.5 3	— —	0.2 0.2	— —	0.2 0.2	30 30	150 150	250 250	— —	— —
45	2	9	12	2.5	1.5	180	31.5	—	31	—	2.1	3.5	1.6	2.7	—	0.825
45Z3	9	12	13	45	0.075	117	—	—	65	—	—	—	—	—	—	—
47	4	9	14	2.5	1.75	250	16.5	250	31	6	2.5	150	60	7	—	2.7
48	3	9	15	30	0.4	96	19	96	52	9	3.8	—	—	1.5	—	2
50	2	9	12	7.5	1.25	350	63	—	45	—	2	3.8	1.9	4.1	—	2.4
52	3	9	16	6.3	0.3	110	4.3	110	—	—	3	5.2	1.7	2	—	1.5
56	2	2;4T 7T	10	2.5	1	250	13.5	—	5	—	1.45	13.8	9.5	—	—	—
57	4	1	17	2.5	1	100	3	100	2	0.5	1.18	—	1000	—	—	—
69	2	1	18	6.3	0.4	180	3	—	4.5	—	1.5	—	20.7	—	—	—
77	4	1	17	6.3	0.3	100	1.5	60	1.7	0.4	1.1	—	600	—	—	—
81	9	12	19	7.5	1.25	700	—	—	85	—	—	—	—	—	—	—
82	9G	12	20	2.5	3	2×500	—	—	125	—	—	—	—	0.1	—	—
85	1+1 +2	6+7T 6+7T	21	6.3	0.3	180 250	13.5 20	— —	6 8	— —	0.97 1.1	8.3 8.3	8.5 7.5	20 20	— —	0.16 0.36
112A	2	2 7T	12	5	0.25	135	9	—	6.2	—	1.6	8.5	5.1	9	—	0.13
117L7-GT	4F	9	22	117	0.09	105	52	105	43	4	5.3	—	17	4	6	0.85
217A	9	12	23	10	3.25	—	—	—	200	—	—	—	—	—	—	—
291	3+3	9	24	12.3	0.3	120	11	—	3	—	0.8	—	8.7	—	—	—

Nomogram Nr 20

Wzór Thompsona. Zawada indukcyjna i pojemnościowa

Podstawowy wzór radiotechniki

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

wraz z zależnością

$$f = \frac{v}{\lambda}$$

przedstawimy w postaci roboczej, gdzie:

f — częstotliwość w kilocyklach na sekundę (Kc/s)
L — indukcyjność obwodu w mikrohenrach (μH)
C — pojemność obwodu w pikofaradach (pF)
λ — długość fali w metrach (m)
v — szybkość fali elektromagnetycznej = = 300000 km/sek

$$f = \frac{159200}{\sqrt{LC}} \quad (\text{kc/s}, \mu\text{H}, \text{pF}) \qquad (1)$$

$$f = \frac{300000}{\lambda} \quad (\text{kc/s}, \text{m}) \qquad (2)$$

$$\lambda = 1{,}885\sqrt{LC} \quad (\text{m}, \mu\text{H}, \text{pF}) \qquad (3)$$

$$LC = \frac{253 \cdot 10^8}{f^2} \quad (\mu\text{H}, \text{pF}, \text{kc/s}) \qquad (4)$$

$$LC = 0{,}282\,\lambda^2 \quad (\mu\text{H}, \text{pF}, \text{m}) \qquad (5)$$

Dla częstotliwości akustycznych (16 — 15000 c/s) wzory (1) i (4) będą przedstawione w dogodniejszych jednostkach, a mianowicie:

L w henrach (H)
C w mikrofarach (μF)
f w okresach na sekundę (c/s)

$$f = \frac{159{,}2}{\sqrt{LC}} \quad (\text{c/s}, \text{H}, \mu\text{F}) \qquad (1a)$$

$$LC = \frac{25300}{f^2} \quad (\text{H}, \mu\text{F}, \text{c/s}) \qquad (4a)$$

Zawada indukcyjna X_L dla wielkiej częstotliwości będzie

$$X_L = L\omega = 6{,}28\,f\,L \cdot 10^{-3} \text{ omów } (\text{kc/s}, \mu\text{H}) \qquad (6)$$

$$X_L = 1885\,\frac{L}{\lambda} \text{ omów } (\mu\text{H}, \text{m}) \qquad (7)$$

Zaś dla częstotliwości akustycznych po prostu

$$X_L = 6{,}28\,f\,L \text{ omów } (\text{c/s}, \text{H}) \qquad (6a)$$

Zawada pojemnościowa dla wielkiej częstotliwości

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{159{,}2 \cdot 10^6}{f \cdot C} \text{ omów } (\text{kc/s}, \text{pF}) \qquad (8)$$

$$X_C = 531\,\frac{\lambda}{C} \text{ omów } (\text{m}, \text{pF}) \qquad (9)$$

Dla częstotliwości akustycznych

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{159200}{f \cdot C} \text{ omów } (\text{c/s}, \mu\text{F}) \qquad (8a)$$

Zespół tych trzynastu wzorów obejmuje jeden niezmiernie pożyteczny nomogram, przy pomocy którego przerobimy kilka typowych przykładów.

Kondensator obrotowy ma pojemność końcową 450 pF początkową 20 pF, pojemność układu 20 pF; jaka potrzebna jest cewka dla fali końcowej 560 m i jaka będzie początkowa długość fali? Odpowiedź: 185 μH, fala początkowa 165 m. Ponieważ jest trochę za krótka powiększymy (dla fali początkowej 190 m) pojemność początkową do 52 pF przez dodanie trimmerka. Oczywiście, że całe obliczenie należy potem nieco skorygować.

Jako inny przykład obliczymy zdolność filtrowania filtru prostownika złożonego z dławika 25 H i pojemności 16 μF, przy 100 c/s. Zdolność ta równa się z dostatecznym przybliżeniem dla L. C > 10) stosunkowi zawad pojemnościowej i indukcyjnej. W tym przykładzie zawady kondensatora nie otrzymamy wprost z nomogramu, ponieważ nie obejmie on pojemności powyżej 0,5 μF, znajdziemy ją jednak dla pojemności 0,016 μF a mianowicie 98000 Ω i dzieląc przez 1000 otrzymamy 98 Ω. Zawada dławika (z nomogramu) jest 15500 Ω. Zdolność filtracyjna naszego zestawu wyniesie zatem przeszło 150 razy.

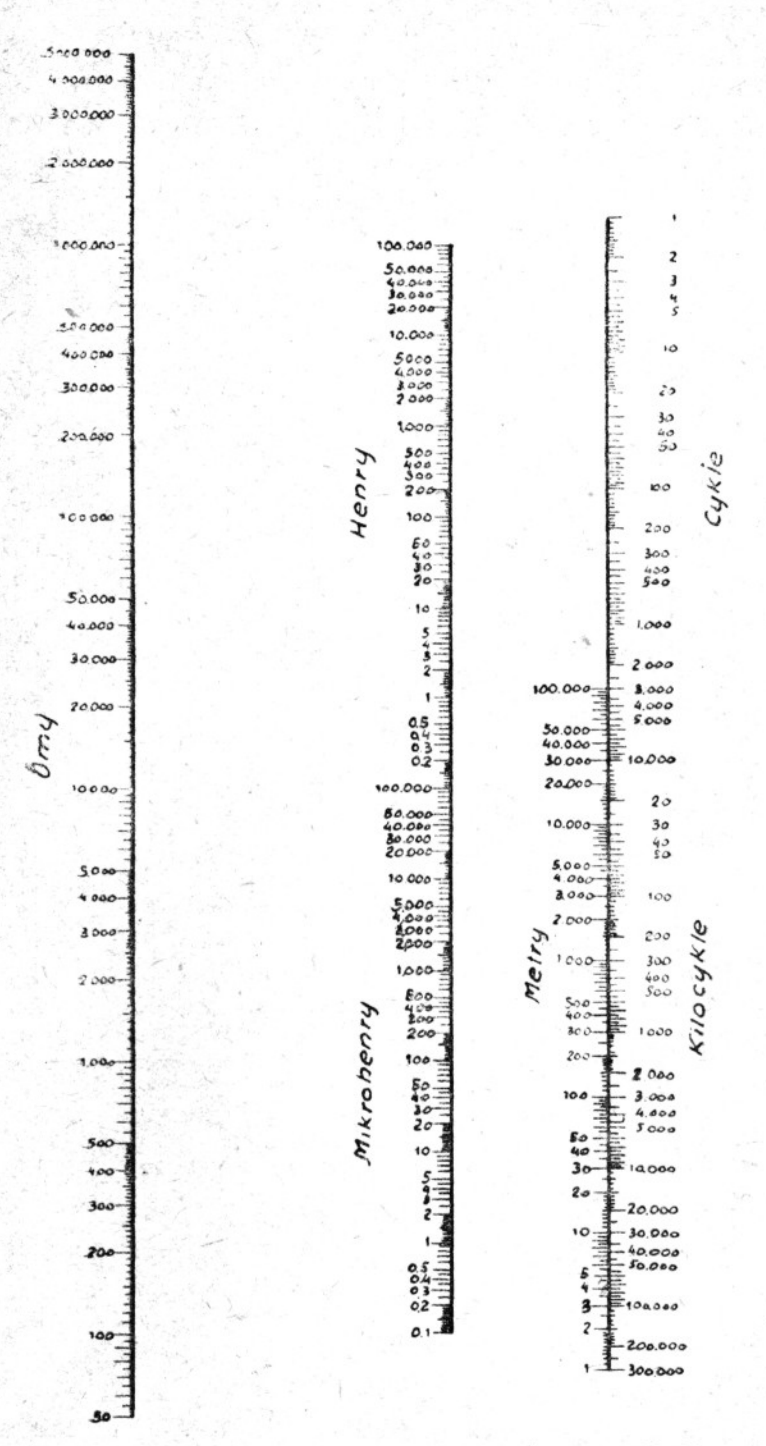
Redaguje Komitet — **Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.**

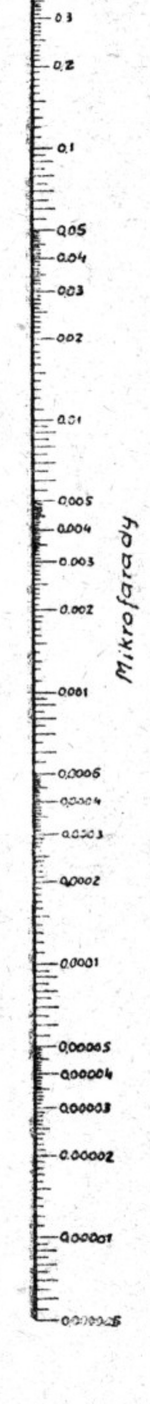
Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.

Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedynczego egzemplarza zł. 100.—.

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł., ½ kol. — 5.000 zł., ¼ kol. — 3.000 zł., ⅛ kol. — 2.000 zł., w tekście zł. 50 za 1 mm szer. 1 szpalty.

Druk. NKW Stron. Lud. W-wa — B-63597





Nomogram Nr 20.



Druk NKW Str. Ludowego, Warszawa. Skolimowska 5